

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日
Date of Application:

2003年 2月28日

出 願 番 号
Application Number:

特願2003-052654

[ST.10/C]:

[JP2003-052654]

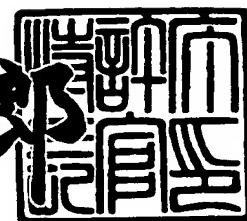
出 願 人
Applicant(s):

株式会社日立国際電気

2003年 6月23日

特 許 庁 長 官
Commissioner,
Japan Patent Office

太田信一郎



出証番号 出証特2003-3049280

【書類名】 特許願

【整理番号】 20200657FT

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H03D 7/00
H04B 1/10

【発明者】

【住所又は居所】 東京都中野区東中野三丁目14番20号 株式会社日立
国際電気内

【氏名】 井手 輝二

【特許出願人】

【識別番号】 000001122

【氏名又は名称】 株式会社日立国際電気

【代理人】

【識別番号】 100093104

【弁理士】

【氏名又は名称】 船津 暢宏

【電話番号】 03-3571-1109

【選任した代理人】

【識別番号】 100092772

【弁理士】

【氏名又は名称】 阪本 清孝

【電話番号】 03-3571-1109

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 041715

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 0015261

【包括委任状番号】 0015260

【プルーブの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 受信機

【特許請求の範囲】

【請求項1】 直交した搬送波信号の局部発振器により基底帯域に変換して復調処理を行う受信機において、

受信周波数に対するオフセットを有する局部発振周波数で低域に周波数変換する第1の周波数変換部と、

前記周波数変換された受信信号をアナログ信号からデジタル信号に変換するアナログ-デジタル変換部と、

前記デジタル信号に変換された信号に対して、位相偏差を補正する位相偏差補正処理部と、

前記位相偏差が補正されたデジタル信号に対してイメージ除去処理を施すイメージ除去部と、

前記イメージ除去された広帯域信号から希望波の帯域信号を抽出する狭帯域帯域制限部と、

前記希望波の帯域信号に対して前記オフセットを取り除く周波数変換処理を行う第2の周波数変換部とを有することを特徴とする受信機。

【請求項2】 直交した搬送波信号の局部発振器により基底帯域に変換して復調処理を行う受信機において、

受信周波数に対するオフセットを有する局部発振周波数で低域に周波数変換する第1の周波数変換部と、

前記周波数変換された受信信号をアナログ信号からデジタル信号に変換するアナログ-デジタル変換部と、

前記デジタル信号に変換された信号に対して、振幅偏差を補正する振幅偏差補正処理部と、

前記振幅偏差が補正されたデジタル信号に対してイメージ除去処理を施すイメージ除去部と、

前記イメージ除去された広帯域信号から希望波の帯域信号を抽出する狭帯域帯域制限部と、

前記希望波の帯域信号に対して前記オフセットを取り除く周波数変換処理を行う第2の周波数変換部とを有することを特徴とする受信機。

【請求項3】 直交した搬送波信号の局部発振器により基底帯域に変換して復調処理を行う受信機において、

受信周波数に対するオフセットを有する局部発振周波数で低域に周波数変換する第1の周波数変換部と、

前記周波数変換された受信信号をアナログ信号からデジタル信号に変換するアナログ-デジタル変換部と、

前記デジタル信号に変換された信号に対して、位相偏差を補正する位相偏差補正処理部、及び振幅偏差を補正する振幅偏差補正処理部と、

前記位相偏差及び前記振幅偏差が補正されたデジタル信号に対してイメージ除去処理を施すイメージ除去部と、

前記イメージ除去された広帯域信号から希望波の帯域信号を抽出する狭帯域帯域制限部と、

前記希望波の帯域信号に対して前記オフセットを取り除く周波数変換処理を行う第2の周波数変換部とを有することを特徴とする受信機。

【請求項4】 位相偏差補正処理部が、入力されるデジタル信号の同相成分及び直交成分を乗算することにより位相偏差を検出し、検出した位相偏差を同相成分と乗算して、乗算した結果を直交成分から減算して直交出力とする位相偏差補正処理部であることを特徴とする請求項1又は請求項3記載の受信機。

【請求項5】 振幅偏差補正処理部が、入力されるデジタル信号の同相成分の自乗値と直交成分の自乗値との差の値により振幅偏差を算出し、前記振幅偏差の値を入力振幅に比例する値から減算又は加算した値を直交成分と乗算して直交出力とする振幅偏差補正処理部であることを特徴とする請求項2又は請求項3記載の受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、直交復調を行う受信装置等に用いられる直接検波回路を備える受信

機に係り、特にイメージ信号除去比を向上でき、更にハードウェアの負荷や処理の負荷を軽減できる直接検波回路を備える受信機に関する。

【0002】

【従来の技術】

受信機等に用いられる検波方式の1つである直接検波方式の検波回路では、変調された電波を受信して、この受信信号の中心周波数（希望受信周波数）とほぼ同一の周波数（ローカル周波数）の搬送波信号を局部発振器で出力し、受信信号と局部発振器からの局部発振信号と混合することにより、RF帯域の受信波を直接ベースバンド信号に変換して検波復調するように構成されている。

【0003】

まず、直接検波方式の検波回路の概略構成について、図12を使って説明する。図12は、直接検波方式を実現する一般的な直接検波回路の構成ブロック図である。

直接検波方式を実現する一般的な直接検波回路（従来の第1の直接検波回路）は、図12に示すように、帯域ろ波フィルタ（図ではBand Pass Filter: BPF）1と、増幅器2と、乗算器3と、乗算器4と、局部発振器5と、90°移相器6と、低域ろ波器7（図ではLow Pass Filter: LPF）と、低域ろ波器8と、AD変換器9と、AD変換器10と、ベースバンド復調部11とから構成されている。

【0004】

帯域ろ波フィルタ1は、空中線から入力された受信信号を所要の帯域、減衰量にフィルタリングして希望の周波数帯域の信号を抽出して出力する一般的な帯域ろ波フィルタである。

増幅器2は、受信機で必要な所定の増幅度を有する一般的な増幅器である。

【0005】

局部発振器5は、受信周波数と同一の周波数の搬送波を出力する一般的な局部発振器である。

90°移相器6は、局部発振器5から出力される信号を90°移相させる移相器である。

乗算器 3 は、局部発振器 5 から出力される受信周波数と同一の周波数の搬送波と受信信号との乗算を行って同相成分を出力するものである。

乗算器 4 は、局部発振器 5 からの受信周波数と同一の周波数の搬送波を 90° 移相器 6 で 90° 移相させた搬送波と受信信号との乗算を行って直交成分を出力するものである。

【 0 0 0 6 】

低域ろ波器 7 は、乗算器 3 から出力される同相成分の 2 倍波を除去する一般的な低域ろ波器 (Low Pass Filter: L P F) である。

低域ろ波器 8 は、乗算器 4 から出力される直交成分の 2 倍波を除去する一般的な低域ろ波器 (Low Pass Filter: L P F) である。

【 0 0 0 7 】

A D 変換器 9 は、アナログ信号をデジタル信号に変換し、同相成分のデジタル信号を出力するものである。

A D 変換器 1 0 は、アナログ信号をデジタル信号に変換し、直交成分デジタル信号を出力するものである。

ベースバンド復調部 1 1 は、入力される同相成分及び直交成分のデジタル信号からデジタル信号処理により復調処理を行い、復調信号を出力するものである。

【 0 0 0 8 】

次に、従来の第 1 の直接検波回路の動作について、図 1 2 を使って説明する。

従来の第 1 の直接検波回路では、空中線から入力された受信信号が、帯域ろ波フィルタ (B P F) 1 で所要の帯域、減衰量にフィルタリングされて希望の周波数帯域の受信信号となり、増幅器 2 において受信機で必要な所定の増幅度で増幅される。

【 0 0 0 9 】

そして、増幅器 2 からの増幅された受信信号は、乗算器 3 において、局部発振器 5 からの受信周波数と同一の周波数の搬送波と乗算されて、同相成分が出力されると共に、乗算器 4 で局部発振器 5 からの搬送波を 90° 移相器 6 で 90° 移相させた搬送波と乗算されて、直交成分が出力される。

【 0 0 1 0 】

乗算器 3 からの同相成分、及び乗算器 4 からの直交成分は、各々低域ろ波器 7、低域ろ波器 8 で 2 倍波が除去され、A/D 変換器 9、A/D 変換器 10 でアナログ信号からデジタル信号に変換されて、同相出力及び直交出力のデジタル信号が出力され、ベースバンド復調部 11 で復調処理が為されて、復調信号が出力されるようになっている。

【0011】

従来の第 1 の直接検波回路による周波数変換の様子を周波数スペクトラムで説明すると、図 13 に示すように、局部発振器 5 から発振される受信周波数と同一の周波数の搬送波を乗算することによってダウンコンバートされ、ベースバンドフィルタ (LPF 7, 8) でベースバンド帯域の受信希望信号の同相、直交成分信号が抽出されて出力されることになる。図 13 は、直交検波方式の周波数変換の様子 (周波数スペクトラム) を示す説明図である。

【0012】

しかしながら、このような直接検波方式においては、局部発振器 5 からの搬送波出力周波数と希望受信周波数が同一であるため、局部発振器 5 からの出力が、再び乗算処理の別の入力に入力されて局部発振器 5 の出力と再度乗算されベースバンド信号の DC 成分にオフセットが生じる DC (直流) オフセットという現象を生じたり、乗算されたベースバンド信号の中心が周波数 0 (ゼロ) の近傍であるため、 $1/f$ 雑音を生じたりするといった根本的な問題があり、広帯域で安定に受信を行うことが困難であった。

【0013】

これに対して低 IF (low Intermediate Frequency: low IF) 方式の直接検波回路がある。

低 IF 方式の直接検波回路とは、希望受信周波数と局部発振器の周波数に DC オフセットや $1/f$ 雑音を生じない程度のオフセット周波数 (周波数差) を設けて低い IF に直交した局部発振器により変換し、その後そのオフセット周波数でデジタル信号処理により周波数変換を行い、同相出力と直交出力を得るものである。

【0014】

ここで、従来の低 I F 方式の直接検波回路（従来の第 2 の直接検波回路）の構成例について、図 14 を使って説明する。図 14 は、従来の低 I F 方式の直接検波回路の構成例の構成ブロック図である。

従来の低 I F 方式の直接検波回路（従来の第 2 の直接検波回路）は、図 14 に示すように、帯域ろ波フィルタ（図では Band Pass Filter: B P F）1 と、増幅器 2 と、乗算器 3 と、乗算器 4 と、局部発振器 5' と、 90° 移相器 6 と、低域ろ波器 7（図では Low Pass Filter: L P F）と、低域ろ波器 8 と、A D 変換器 9 と、A D 変換器 10 と、ベースバンド復調部 11 と、周波数変換処理部 12 とから構成されている。

【0015】

従来の第 2 の検波回路における局部発振器 5' と、周波数変換処理部 12 を除く部分は、従来の第 1 の検波回路と同様である。

局部発振器 5' は、希望受信周波数に D C オフセットや $1/f$ 雑音を生じない程度のオフセット（周波数差）を設けた周波数の搬送波を出力する一般的な局部発振器である。

周波数変換処理部 12 は、デジタル信号処理によって、局部発振器 5' で設けたオフセットを周波数変換によって取り除くデジタル信号処理を行うものである。

【0016】

従来の第 2 の検波回路の動作は、空中線から入力された受信信号が、帯域ろ波フィルタ（B P F）1 で所要の帯域、減衰量にフィルタリングされて希望の周波数帯域の受信信号となり、増幅器 2 において受信機で必要な所定の増幅度で増幅されされる。

【0017】

そして、増幅器 2 からの増幅された受信信号は、乗算器 3 において、局部発振器 5' からの受信周波数とオフセット周波数を有する周波数の搬送波と乗算されて、同相成分が出力されると共に、乗算器 4 で局部発振器 5' からの搬送波を 90° 移相器 6 で 90° 移相させた搬送波と乗算されて、直交成分が出力される。

【0018】

乗算器 3 からの同相成分、及び乗算器 4 からの直交成分は、各々低域ろ波器 7、低域ろ波器 8 で 2 倍波が除去され、A/D 変換器 9、A/D 変換器 10 でアナログ信号からデジタル信号に変換されて、同相出力及び直交出力のデジタル信号が出力され、周波数変換処理部 12 で前述のオフセット周波数だけ周波数変換され、ベースバンド復調部 11 で復調処理が為されて、復調信号が出力されるようになっている。

【0019】

従来の第 2 の直接検波回路による周波数変換の様子を周波数スペクトラムで説明すると、図 15 に示すように、希望波（図中網掛け部分）を含む受信信号に局部発振器 5 から発振される（受信周波数＋オフセット）の周波数の搬送波を乗算することによってダウンコンバートされてベースバンド帯域に周波数変換され、希望波（図中、右の網掛け部分）は、オフセットされている周波数帯に変換され、ベースバンドフィルタ（LPF 7, 8）でベースバンド帯域の同相、直交成分信号が出力され、A/D 変換後にチャネル選択フィルタの機能を実現する周波数変換処理部 12 の処理で希望波部分（図中、左の網掛け部分）が抽出されて、中心周波数 0 の直交信号に変換される。図 15 は、低 IF 方式の直交検波の周波数変換の様子（周波数スペクトラム）を示す説明図である。

【0020】

しかし低 IF 方式ではイメージ周波数（影像周波数）の信号が希望信号と折り重ならないようにイメージ信号を抑圧する必要がある。

上記従来の第 2 の直接検波回路では、送信側の局部発振周波数の乗算の際に発生したイメージ周波数の信号が含まれる受信信号について、帯域ろ波フィルタ 1 で希望波に対してイメージ周波数信号を十分に減衰させることが難しいという問題点があり、場合によっては、帯域ろ波フィルタ 1 の中心周波数や帯域等を可変にする必要が生じてくる。

つまり、図 14 に示したような構成方法では、直接検波回路を有する受信機の広帯域性を得ることが難しく、低 IF 方式を広帯域受信機として構成することが困難となる。

【0021】

上記のようなイメージ周波数信号の問題に対して、イメージ信号を除去する処理構成を設ける方法がある。

例えば、低 I F 方式の直接検波回路において、希望受信周波数とオフセット周波数を設けた局部発振周波数を乗算して低 I F にダウンコンバートした後にイメージ除去処理を行い、その後 A D 変換後にデジタル信号処理によりオフセット周波数を周波数変換して同相出力と直交出力を得るものである。

【0022】

ここで、従来の低 I F 方式でイメージ信号除去処理を設けた直接検波回路（従来の第 3 の直接検波回路）の構成例について、図 16 を使って説明する。図 16 は、従来の低 I F 方式でイメージ信号除去処理を設けた直接検波回路の構成例の構成ブロック図である。

従来の低 I F 方式でイメージ信号除去処理を設けた直接検波回路（従来の第 3 の直接検波回路）は、図 16 に示すように、従来の第 2 の直接検波回路の構成に加えて、A D 変換器 9、A D 変換器 10 の前段にイメージ除去処理部 13 を設けた構成である。

【0023】

従来の第 3 の検波回路では、第 2 の検波回路と同様に、局部発振器 5' からの受信周波数とオフセット周波数を有する周波数の搬送波を用いて、乗算器 3 及び乗算器 4 で同相成分、直交成分が出力され、低域ろ波器 7、低域ろ波器 8 で 2 倍波が除去されたものについて、イメージ除去処理部 13 でイメージ周波数の信号が除去されてから、周波数変換処理部 12 で前述のオフセット周波数だけ周波数変換され、ベースバンド復調部 11 で復調処理が為されて、復調信号が出力されるようになっている。

【0024】

尚、デジタル信号処理技術を用いてデジタル変調信号の復調を行う受信機に関する従来技術としては、平成 10 年 8 月 7 日公開の特開平 10-209904 号「受信機」（出願人：日立電子株式会社、発明者：若井 洋丈他）がある。

この従来技術は、I F 帯の信号に周波数変換された信号を帯域通過フィルタにより帯域制限する手段を有し、A/D 変換後に複素処理回路により、中心周波数

のずれを補正し、ディジタルフィルタにより、ベースバンド帯で狭帯域なフィルタ処理をし、復調出力を得る受信機であり、これにより、広帯域なアナログフィルタで帯域通過処理を行い、A/D変換後狭帯域なフィルタ処理を行うことにより、アナログフィルタの製造コストを押さえ、特性を補正するためのIFフィルタ等化器が不要な回路が実現できるものである。（特許文献1参照）。

【0025】

【特許文献1】

特開平10-209904号公報

【0026】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、従来の第3の直接検波回路では、イメージ除去処理部13がアナログ処理であるため、アナログ素子のばらつき等によりアナログフィルタの係数誤差等が発生し、イメージ除去比が充分でないといった問題が存在する。

例えば素子値のばらつきが平均値として1%の場合、アナログ処理では40dB程度のイメージ抑圧比が限度であり、イメージ除去の性能が悪いという問題点があった。

【0027】

そこで、アナログ処理では、アナログフィルタの係数誤差等の関係でイメージ除去比が充分でないという問題点を解決する方法として、イメージ除去をデジタル信号処理により行うことによって、イメージ除去比を向上する技術が、特願2002-083191号「直接検波回路」（出願人：日立国際電気株式会社、発明者：井手 輝二他）に提案されている。

【0028】

特願2002-083191号提案の「直接検波回路」は、低IF方式の受信機において、デジタル信号処理によりイメージ信号を除去するものである。

【0029】

デジタル信号処理でイメージ除去を行う方法として複素周波数変換を行う方法がある。図17に、低IF方式の場合のイメージ周波数信号が希望周波数信号と局部発振周波数を中心にして周波数軸上で対象の位置にある場合の例を示す。図

17は、低IF方式の直接検波回路における周波数変換の周波数スペクトラムの様子を示す説明図である。

【0030】

この場合、希望周波数信号の中心周波数 f_c (又は f_d)、イメージ周波数信号の中心周波数 f_u (又は f_d)、局部発振周波数 $f_{C'}$ (又は f_L)、 Δf (又は f_i) $= f_c - f_{C'}$ 、 $(2\pi f_c = \omega_c, 2\pi f_d = \omega_d, 2\pi f_u = \omega_u, 2\pi f_d = \omega_d, 2\pi f_{C'} = \omega_{C'}, 2\pi f_i = \omega_i)$ としている。

【0031】

次に、特願2002-083191号提案の「直接検波回路」について、図18を使って簡単に説明する。図18は、デジタル信号処理によりイメージ信号を除去する直接検波回路の構成例を示すブロック図である。

当該提案の直接検波回路は、図16に示した低IF方式でイメージ信号除去処理を設けた直接検波回路における、アナログ処理によるイメージ除去処理部13の代わりに、AD変換器9及びAD変換器10の後段にデジタル処理によるイメージ除去処理部13'を設けたものである。

【0032】

図18に示す直接検波回路では、空中線から入力された受信信号が、帯域ろ波フィルタ(BPF)1で所要の帯域、減衰量により希望の周波数帯域の信号が抽出され、(低雑音)増幅器2において受信機で必要な所定の増幅度で線形増幅される。

【0033】

そして、増幅器2からの増幅された受信信号は、乗算器(ミキサ)3において、局部発振器5'からの受信周波数と一定のオフセット周波数を有する周波数の搬送波と乗算(周波数変換)されて、同相成分が出力されると共に、乗算器(ミキサ)4で局部発振器5'からの搬送波を90°移相器6で90°移相させた搬送波と乗算(周波数変換)されて、直交成分が出力される。

【0034】

そして、同相成分、直交成分各々が、低域ろ波器7、低域ろ波器8で受信信号周波数と局部発振周波数が加算された周波数成分の信号が除去され、AD変換器

9、AD変換器10でアナログ信号からデジタル信号に変換され、デジタル信号の同相出力及び直交出力が得られる。

【0035】

そして、デジタル信号の同相出力及び直交出力は、デジタル信号処理によるイメージ除去処理部13'によりイメージ信号成分が除去され、周波数変換処理部12で中心周波数がオフセット周波数を有する信号を中心周波数が0であるベースバンド帯域へ変換され、ベースバンド復調部11により復調処理されて復調信号が出力される。

【0036】

ここで、図18の低IF方式の受信機におけるデジタル信号処理部20内の具体的構成例について、図19を使って簡単に説明する。図19は、デジタル信号処理によりイメージ信号を除去する直接検波回路のデジタル信号処理部20内の具体的構成例を示すブロック図である。

尚、第19図においては、イメージ除去処理部13'及び周波数変換処理部12を、複素周波数変換処理及びLPF（低域ろ波）で行う方法を示している。

【0037】

図19に示すように、デジタル信号処理部20の内部は、複素周波数変換部24と、低域ろ波器（図では、LPF）25及び低域ろ波器（図では、LPF）26と、復調処理部29とから構成されている。

【0038】

特に複素周波数変換部24の内部は、図19に示すように、イメージを除去するために予め設定されたSINテーブル41とCOSテーブル42と、同相成分入力（I相入力）にSINテーブル41の値を乗算する乗算器43とCOSテーブル42の値を乗算する乗算器44と、直交成分入力（Q相入力）にSINテーブル41の値を乗算する乗算器46とCOSテーブル42の値を乗算する乗算器45と、乗算器43出力と乗算器45出力とを減算（加算）する加算器47と、乗算器44出力と乗算器46出力とを加算（減算）する加算器48とが設けられている。

【0039】

図18に示した受信機の動作原理を説明すると、希望周波数信号 $V_d(t)$ とイメージ周波数信号 $V_u(t)$ が空中線より受信信号として帯域ろ波フィルタ(BPF)1に入力される。このBPFは強い信号の入力により受信機が飽和するのを防ぐためのものであり、受信機の実用作用とは異なる。尚、希望周波数信号及びイメージ周波数信号は搬送波信号としているが、一般の変調波信号としても同様である。

【0040】

図18において、

希望周波数信号 $V_d(t) = 2 \cos(\omega_d t) = \exp\{j(\omega_d t)\} + \exp\{-j(\omega_d t)\}$

イメージ周波数信号 $V_u(t) = 2 \cos(\omega_u t) = \exp\{j(\omega_u t)\} + \exp\{-j(\omega_u t)\}$

局部発振周波数信号 $V_L(t) = 2 \cos(\omega_L t) = \exp\{j(\omega_L t)\} + \exp\{-j(\omega_L t)\}$

$\omega_d - \omega_L = \omega_i$ (低IFにおける中間周波数)

$\omega_L - \omega_u = \omega_i$ (低IFにおける中間周波数)

とすると、乗算器(ミキサ)3及び乗算器(ミキサ)4の出力は複素数表示で次式となる。

$$\begin{aligned} & [\exp\{j(\omega_d t)\} + \exp\{-j(\omega_d t)\} + \exp\{j(\omega_u t)\} + \exp\{-j(\omega_u t)\}] [\exp\{-j(\omega_L t)\}] \\ &= \exp\{j(\omega_d - \omega_L)t\} + \exp\{-j(\omega_d + \omega_L)t\} + \exp\{j(\omega_u - \omega_L)t\} + \exp\{-j(\omega_u + \omega_L)t\} \\ &= \exp\{j(\omega_i t)\} + \exp\{-j(\omega_d + \omega_L)t\} + \exp\{-j(\omega_i t)\} + \exp\{-j(\omega_u + \omega_L)t\} \end{aligned}$$

【0041】

そして、乗算器(ミキサ)3及び乗算器(ミキサ)4の後段のLPF7及びLPF8により $(\omega_d + \omega_L)$ と $(\omega_u + \omega_L)$ の成分は除去され、次式となる。

$$\exp\{j(\omega_i t)\} + \exp\{-j(\omega_i t)\}$$

【0042】

そして、LPF7及びLPF8の後段のAD変換器9及びAD変換器10によりアナログ信号からデジタル信号へ変換され、イメージ除去処理部13' (図19では、イメージ除去処理部13' を複素周波数変換処理で実現) に各々入力される。

【0043】

イメージ除去処理部13' に相当する複素周波数変換部24により、

$$[\exp \{j(\omega_i t)\} + \exp \{-j(\omega_i t)\}] [\exp \{-j(\omega_i t)\}] \\ = \text{ベースバンド信号} + [\exp \{-j(2\omega_i t)\}]$$

となり、複素周波数変換部24の後段のLPF25及びLPF26により所望のベースバンド信号が得られる。

【0044】

しかしながら、上式には乗算器(ミキサ)3からAD変換器9への同相成分、及び乗算器(ミキサ)4からAD変換器10への直交成分について、アナログの乗算器に起因する各々の系統の間の振幅偏差、及び主として90° 度移相器6の位相誤差に起因する同相及び直交の各々の系統の間の位相偏差が存在し、これは実際には使用するアナログ処理の素子(乗算器乗算器3, 乗算器4及び90° 移相器6)等に依存するものである。

【0045】

図18において、乗算器(ミキサ)3の利得を A_1 、乗算器(ミキサ)4の利得を A_2 、 $A_2/A_1 = g$ として空中線からの入力信号 $x(t) = \cos(\omega_C t + \theta)$ 、局部発振器5' からの出力を $\cos(\omega_{C'} t)$ ($\omega_{C'} t = 2\pi f_{C'} t$) とすると、LPF7及びLPF8を通過した出力は次式となる。

$$y(t) = x(t) [\cos(\omega_{C'} t) - j g \sin(\omega_{C'} t + \Delta\phi)] \\ = \cos(\omega_C t + \theta) [\cos(\omega_{C'} t) - j g \sin(\omega_{C'} t + \Delta\phi)] \\ = (1/2) [\exp \{j(\omega_{C'} - \omega_C) t - \theta\} (1/2) [1 - g \exp \{j \Delta\phi\}] \\ + (1/2) [\exp \{j(\omega_C - \omega_{C'}) t + \theta\} (1/2) [1 + g \exp \{-j \Delta\phi\}]]$$

【0046】

ここで、 f_c : 所望波信号周波数、 f_u : イメージ波信号周波数とし、
 $f_c - f_{c'} = f_{c'} - f_u = \Delta f$ とする。

【0047】

上式の第1項がイメージ信号として生じる信号成分、第2項が所望波として生じる信号成分である。

図18及び図19におけるイメージ周波数信号成分を空中線からの入力信号 $x(t) = \cos(\omega_U t + \theta)$ (ここで、 $\omega_U t + \theta = 2\pi f_U t$) とすると、同様に第1項がイメージ信号として生じる信号成分、第2項が所望波として生じる信号成分である事が確認される。

【0048】

これよりイメージ除去比(電力) R^2 は、

$R^2 = [1 + g^2 - 2g \cos(\Delta\phi)] / [1 + g^2 + 2g \cos(\Delta\phi)]$ となる。

例として、イメージ除去比を60dB程度以上確保するためには、例として乗算器(ミキサ)の偏差 g を0.01dB、90°移相器の位相誤差を0.05°程度以内とする必要がある。

【0049】

上記提案された低IF方式の受信機のように、デジタル信号処理によりイメージ信号を除去する方法を用いた場合においても、乗算器(ミキサ)3、4や、90°移相器6等はアナログ処理により行うために、アナログ処理により発生する位相誤差、振幅誤差まで考慮したイメージ除去は行われていない。

【0050】

本発明は上記実情に鑑みて為されたもので、乗算器(ミキサ)や、90°移相器等のアナログ素子に起因して発生する位相誤差、振幅誤差を、デジタル信号処理により補正することにより、ハードウェアの負荷や処理の負荷を小さく抑えたまま、イメージ除去比を向上できる直接検波回路を提供することを目的とする。

【0051】

【課題を解決するための手段】

本発明は、直交した搬送波信号の局部発振器により基底帯域に変換して復調処

理を行う受信機において、

受信周波数に対するオフセットを有する局部発振周波数で低域に周波数変換する第1の周波数変換部と、

周波数変換された受信信号をアナログ信号からデジタル信号に変換するアナログ-デジタル変換部と、

デジタル信号に変換された信号に対して、位相偏差を補正する位相偏差補正処理部と、

位相偏差が補正されたデジタル信号に対してイメージ除去処理を施すイメージ除去部と、

イメージ除去された広帯域信号から希望波の帯域信号を抽出する狭帯域帯域制限部と、

希望波の帯域信号に対してオフセットを取り除く周波数変換処理を行う第2の周波数変換部とを有することを特徴とするものである、

ハードウェアの負荷や処理の負荷を小さく抑えたまま、アナログ素子に起因する位相偏差を補正してイメージ除去比を向上できる。

【0052】

本発明は、直交した搬送波信号の局部発振器により基底帯域に変換して復調処理を行う受信機において、

受信周波数に対するオフセットを有する局部発振周波数で低域に周波数変換する第1の周波数変換部と、

周波数変換された受信信号をアナログ信号からデジタル信号に変換するアナログ-デジタル変換部と、

デジタル信号に変換された信号に対して、振幅偏差を補正する振幅偏差補正処理部と、

振幅偏差が補正されたデジタル信号に対してイメージ除去処理を施すイメージ除去部と、

イメージ除去された広帯域信号から希望波の帯域信号を抽出する狭帯域帯域制限部と、

希望波の帯域信号に対してオフセットを取り除く周波数変換処理を行う第2の

周波数変換部とを有することを特徴とするものなので、

ハードウェアの負荷や処理の負荷を小さく抑えたまま、アナログ素子に起因する振幅偏差を補正してイメージ除去比を向上できる。

【0053】

本発明は、直交した搬送波信号の局部発振器により基底帯域に変換して復調処理を行う受信機において、

受信周波数に対するオフセットを有する局部発振周波数で低域に周波数変換する第1の周波数変換部と、

周波数変換された受信信号をアナログ信号からデジタル信号に変換するアナログ-デジタル変換部と、

デジタル信号に変換された信号に対して、位相偏差を補正する位相偏差補正処理部、及び振幅偏差を補正する振幅偏差補正処理部と、

位相偏差及び振幅偏差が補正されたデジタル信号に対してイメージ除去処理を施すイメージ除去部と、

イメージ除去された広帯域信号から希望波の帯域信号を抽出する狭帯域帯域制限部と、

希望波の帯域信号に対してオフセットを取り除く周波数変換処理を行う第2の周波数変換部とを有することを特徴とするものなので、

ハードウェアの負荷や処理の負荷を小さく抑えたまま、アナログ素子に起因する振幅偏差及び位相偏差を補正してイメージ除去比を向上できる。

【0054】

本発明は、上記受信機において、位相偏差補正処理部が、入力されるデジタル信号の同相成分及び直交成分を乗算することにより位相偏差を検出し、検出した位相偏差を同相成分と乗算して、乗算した結果を直交成分から減算して直交出力とする位相偏差補正処理部であることを特徴とするものなので、

簡単な構成及び簡単な処理によって、ハードウェアの負荷や処理の負荷を小さく抑えたまま、アナログ素子に起因する位相偏差を補正してイメージ除去比を向上できる。

【0055】

本発明は、上記受信機において、振幅偏差補正処理部が、入力されるデジタル信号の同相成分の自乗値と直交成分の自乗値との差の値により振幅偏差を算出し、振幅偏差の値を入力振幅に比例する値から減算又は加算した値を直交成分と乗算して直交出力とする振幅偏差補正処理部であることを特徴とするものなので

簡単な構成及び簡単な処理によって、ハードウェアの負荷や処理の負荷を小さく抑えたまま、アナログ素子に起因する振幅偏差を補正してイメージ除去比を向上できる。

【0056】

【発明の実施の形態】

本発明の実施の形態について図面を参照しながら説明する。

尚、以下で説明する機能実現手段は、当該機能を実現できる手段であれば、どのような回路又は装置であっても構わず、また機能の一部又は全部をソフトウェアで実現することも可能である。更に、機能実現手段を複数の回路によって実現してもよく、複数の機能実現手段を単一の回路で実現してもよい。

【0057】

本発明に係る直接検波回路を備える受信機は、受信周波数に対してオフセットを有する周波数の搬送波を発振する局部発振器を用いて直交検波された同相成分のデジタル信号と直交成分のデジタル信号を入力し、デジタル信号処理により、位相偏差補正処理部が入力される同相成分及び直交成分のデジタル信号から位相偏差を検出して補正し、振幅偏差補正処理部が振幅偏差を検出して補正してから、イメージ除去部が受信信号に含まれるイメージ周波数信号を除去するので、ハードウェアの負荷や処理の負荷を小さく抑えたまま、アナログ素子に起因する位相偏差及び振幅偏差を補正してイメージ除去比を向上できるものである。

【0058】

まず、本発明に係る直接検波回路の原理的構成について図1、図2を使って説明する。図1は、本発明に係る直接検波回路の原理的構成例を示す構成ブロック図であり、図2は、図1のデジタル信号処理部20内部の第1の構成例を示すブロック図である。尚、図18、19と同様の構成をとる部分については同一の符

号を付して説明する。

【0059】

本発明に係る低IF方式の直接検波回路（本回路）は、図1に示すように、従来と同様の構成として、帯域ろ波フィルタ（図ではBand Pass Filter: BPF）1と、（低雑音）増幅器2と、乗算器3と、乗算器4と、局部発振器5'と、90°移相器6と、低域ろ波器（図ではLow Pass Filter: LPF）7と、低域ろ波器8と、AD変換器9と、AD変換器10とから構成され、更に本発明の特徴部分であるデジタル信号処理部20が設けられている。

【0060】

尚、本発明の実施の形態における各部と図1の各部との対応を示すと、広帯域帯域制限部は帯域ろ波フィルタ1と低雑音増幅器2に相当し、第1の周波数変換部は、乗算器3と乗算器4と局部発振器5'と90°移相器6と低域ろ波器7と低域ろ波器8に相当し、アナログーデジタル変換部はAD変換器9とAD変換器10に相当している。

【0061】

次に、本回路の各部について説明するが、従来及び課題で説明した構成と同様の構成については、説明を省略し、本発明の特徴部分であるデジタル信号処理部20について図2を使って具体的に説明する。図2は、本発明のデジタル信号処理部20内部の第1の構成例を示すブロック図である。

本発明のデジタル信号処理部20の第1の構成例は、アナログ処理における振幅補正を行う振幅補正処理部21と、アナログ処理における位相補正を行う位相補正処理部22と、従来と同様の、イメージ除去処理部13'及び周波数変換処理部12に相当する複素周波数変換部24と低域ろ波器（図ではLPF）25、26と、最終的に復調処理を行う復調処理部29とから構成されている。

【0062】

次に、本発明の低IF方式受信機における直接検波処理の動作について、図1、図2を使って説明する。

本発明の低IF方式受信機では、空中線から入力された受信信号が、帯域ろ波フィルタ（BPF）1で所要の帯域、減衰量により使用する周波数帯以外の信号

が除去され、（低雑音）増幅器 2 において受信機で必要な所要の増幅度により線形の増幅処理が行われる。

【0063】

そして、（低雑音）増幅器 2 からの増幅された受信信号は、乗算器（ミキサ）3 において、局部発振器 5' からの受信周波数とオフセット周波数を有する周波数の搬送波と乗算（周波数変換）されて、同相成分が出力されると共に、乗算器（ミキサ）4 で局部発振器 5' からの搬送波を 90° 移相器 6 で 90° 移相させた搬送波と乗算（周波数変換）されて、直交成分が出力される。

【0064】

そして、同相成分、直交成分各々が、低域ろ波器 7、低域ろ波器 8 で入力及び局部発振器 5' の出力の約 2 倍（入力信号周波数と局部発振器の出力周波数の和）の周波数成分が減衰されて、AD変換器 9、AD変換器 10 でアナログ信号からデジタル信号に変換され、デジタル信号の同相出力及び直交出力が得られる。

【0065】

そして、デジタル信号の同相出力及び直交出力は、デジタル信号処理部 20 に入力されて、まず、振幅補正処理部 21 及び位相補正処理部 22 により同相及び直交信号の間の振幅偏差及び位相偏差の補正処理が行われ、イメージ除去処理及び周波数変換処理に相当する複素周波数変換部 24 及び低域ろ波器 25、26 でイメージ信号が除去され、中心周波数がオフセット周波数を有する信号を中心周波数が 0 であるベースバンド帯域（基底帯域）へ変換され、復調処理部 29 により復調処理されて復調信号が出力される。

【0066】

振幅補正処理部 21 は、前段の乗算器 3、4 や 90° 移相器 6 等のアナログ素子でその特性に応じて発生した振幅偏差を検出し、検出結果に応じて補正するものである。

位相補正処理部 22 は、前段の乗算器 3、4 や 90° 移相器 6 等のアナログ素子でその特性に応じて発生した位相偏差を検出し、検出結果に応じて補正するものである。

尚、振幅補正処理部 21 及び位相補正処理部 22 の詳細については、後述する

【 0 0 6 7 】

図 2 に示した第 1 の構成例では、振幅補正処理部 2 1 の次に位相補正処理部 2 2 が配置されているが、振幅補正処理部 2 1 と位相補正処理部 2 2 とは、各々独立した処理を行うものなので、図 3 に示すように、デジタル信号処理部 2 0 内部で位相補正処理部 2 2 を配置して位相補正処理を先に行い、次に振幅補正処理部 2 1 を配置して振幅補正処理を行うようにしても構わない（第 2 の構成例）。図 3 は、本発明のデジタル信号処理部 2 0 内部の第 2 の構成例を示すブロック図である。

また、振幅補正処理部 2 1 又は位相補正処理部 2 2 の何れか一方のみを有する構成であっても構わない。

【 0 0 6 8 】

ここで、本発明のデジタル信号処理部 2 0 内部の複素周波数変換部 2 4 の内部構成例について図 4 を使って説明する。図 4 は、本発明のデジタル信号処理部 2 0 内部の複素周波数変換部 2 4 の内部構成例を示すブロック図である。

本発明の複素周波数変換部 2 4 の内部は、図 4 に示すように、イメージを除去するために予め設定された SIN テーブル 4 1 と COS テーブル 4 2 と、同相成分入力（I 相入力）に SIN テーブル 4 1 の値を乗算する乗算器 4 3 と COS テーブル 4 2 の値を乗算する乗算器 4 4 と、直交成分入力（Q 相入力）に SIN テーブル 4 1 の値を乗算する乗算器 4 6 と COS テーブル 4 2 の値を乗算する乗算器 4 5 と、乗算器 4 3 出力と乗算器 4 5 出力とを減算（加算）する加算器 4 7 と、乗算器 4 4 出力と乗算器 4 6 出力とを加算（減算）する加算器 4 8 とが設けられている。

【 0 0 6 9 】

本発明の直接検波回路における複素周波数変換部 2 4 の動作は、前段の位相補正処理部 2 2 又は振幅補正処理部 2 1 から出力される位相補正及び振幅補正済みの同相成分及び直交成分の各信号が、乗算器 4 3、乗算器 4 4、乗算器 4 5、乗算器 4 6 に入力され、各々 SIN テーブル 4 1 及び COS テーブル 4 2 の値が乗算され、加算器 4 7 及び加算器 4 8 の処理により周波数変換が行われてイメージ

が除去されることになる。

【0070】

また、SINテーブル41、COSテーブル42に予め設定されている値は、イメージを除去するために行う周波数変換に対応するものであり、後続の低域ろ波器25、26の動作によって、最終的にオフセットが取り除かれて、所望の希望波信号が抽出されて、復調処理部29に出力されるようになっている。

【0071】

尚、一般的に搬送波の乗算処理は搬送周波数が高くなるにつれて、処理負荷が大きくなるため、搬送波の乗算処理部分はFPGA (Field Programmable Gate Array)、その他の部分はDSP (Digital Signal Processor) 等を使用して構成することが好ましい。

【0072】

また、本発明の直接検波回路をDSP等を用いて実現する場合、乗算器、加算器、減算器などをソフトウェアによって実現するようにしても構わない。

【0073】

本発明のデジタル信号処理部20において、イメージ除去処理をヒルベルトフィルタで行う第3の構成例について図5を使って説明する。図5は、イメージ除去処理を行う部分について、図2、図3の複素周波数変換処理部24に替えてヒルベルトフィルタを使用した第3の構成例を示すブロック図である。

【0074】

本発明のデジタル信号処理部20において、振幅補正処理部21及び位相補正処理部22における補正処理後に、イメージ除去処理を行うイメージ除去処理部23の内部構成例としては、ヒルベルトフィルタ31と、遅延器32と、加算器33とから構成されている。

【0075】

ヒルベルトフィルタ31は、ヒルベルト変換処理を行って入力信号を90度移相させる移相処理を行う有限長インパルス応答 (Finite impulse Response: FIR) フィルタである。尚、具体的構成例等については、既に公知の技術であるから説明は省略する。

【0076】

また、入力デジタル信号を90度移相させる移相処理を行う構成であれば、ヒルベルトフィルタに限定せず、別の構成であっても構わない。

ヒルベルトフィルタを用いたシミュレーション結果では、イメージ除去比60dBと大きな効果が得られることが確認されているので、ヒルベルトフィルタを用いることが好適と考えられる。

【0077】

遅延器32は、ヒルベルトフィルタ31における処理遅延時間に相当する遅延時間分だけ、入力信号を遅延させる遅延器である。

加算器33は、ヒルベルトフィルタ31で90°移相された直交成分信号と、遅延器32で遅延された同相成分信号とを加算又は減算する加算器である。

【0078】

ヒルベルト（変換）フィルタ31は、周波数特性が次式で表せる90度移相処理である。

$$H(j\omega) = e^{-j\pi/2} = -j \quad (0 \leq \omega \leq \pi) \\ + j \quad (\pi \leq \omega \leq 2\pi)$$

【0079】

そこで、 $H(j\omega)$ を逆フーリエ変換して、フィルタ係数 h_k を求めると、次式となる。但し、 $-\infty < k < \infty$ である。

$$h_k = 0 \quad (k : \text{偶数}) \\ 2 / (k\pi) \quad (k : \text{奇数})$$

【0080】

実際にヒルベルト変換処理を実現するヒルベルトフィルタ31では、フィルタのタップ長を有限長で打ち切り、窓関数を伝達関数に掛ける構成及び操作を行う。

【0081】

尚、図5に示したデジタル信号処理部20では、イメージ除去処理部23から出力されるイメージが除去された信号が複素周波数変換部27で周波数変換され、低域ろ波器28a又は低域ろ波器28bで帯域が制限されて、復調処理部29

で復調されるようになっている。

【0082】

なお、図5のLPF28a及びLPF28bは、図19又は図2、図3の構成中のLPF25、26とは機能、性能が異なり、原理的には不要であり、復調処理部29の機能に含める事が可能である。

【0083】

次に、本発明のデジタル信号処理部20において、イメージ除去処理を複素係数フィルタで行う第4の構成例について図6を使って説明する。図6は、イメージ除去処理を行う部分について、図2、図3の複素周波数変換処理部24や図5のヒルベルトフィルタに替えて、複素係数フィルタを使用した第4の構成例を示すブロック図である。

【0084】

本発明のデジタル信号処理部20において、振幅補正処理部21及び位相補正処理部22における補正処理後に、イメージ除去処理を行うイメージ除去処理部23'を複素係数フィルタで構成する場合の内部構成例としては、図6に示すように、イメージを除去するために予め設定された係数 a_{51} と係数 b_{52} と、同相成分入力（I相入力）に係数 a_{51} の値を乗算する乗算器53と係数 b_{62} の値を乗算する乗算器54と、直交成分入力（Q相入力）に係数 a_{51} の値を乗算する乗算器56と係数 b_{52} の値を乗算する乗算器55と、乗算器53出力と乗算器55出力とを減算する加算器57と、乗算器54出力と乗算器56出力とを加算する加算器58とが設けられている。

【0085】

本発明の直接検波回路におけるイメージ除去処理部23'の動作は、前段の位相補正処理部22又は振幅補正処理部21から出力される位相補正及び振幅補正済みの同相（I相）、直交（Q相）の各信号が、乗算器53、乗算器54、乗算器55、乗算器56に入力され、各々係数 a_{51} 及び係数 b_{52} の値が乗算され、加算器57及び加算器58の処理により複素係数フィルタ処理が行われてイメージが除去されることになる。

【0086】

また、係数 a_{51} 、係数 b_{52} に予め設定されている値は、イメージを除去するために行う複素係数フィルタ処理に対応するものであり、後続の複素周波数変換部 27' の動作によって、最終的にオフセットが取り除かれて、所望の希望波信号が抽出されて、復調処理部 29 に出力されるようになっている。

【0087】

ここで、図 6 に示すイメージ除去を複素係数フィルタで実現する場合の原理について、図 7 を使って説明する。図 7 は、複素係数フィルタによるイメージ除去の原理を説明する説明図である。

デジタル処理による複素係数フィルタでは、図 7 に示すように、実信号の周波数特性を有するフィルタの周波数応答を周波数軸方向にシフト（図 7 では ω （あるいは $-\omega_c$ ））することにより得られる。

図 6 のイメージ除去処理部 23' では、複素数の入力信号 $(x + jy)$ に複素係数フィルタの係数 $(a + jb)$ を畳み込み演算するものであるから、出力信号は、

$(x + jy) * (a + jb) = a * x - b * y + j(a * y + b * x)$ となる。

（ x は同相入力、 y は直交入力）（ $*$ は、畳み込み演算を示す）

【0088】

次に、本発明の特徴部分であるデジタル信号処理部 20 における位相補正処理部 22 について説明する。

位相補正処理部 22 は、前段の乗算器 3、4 や 90° 移相器 6 等のアナログ素子でその特性に応じて発生した位相偏差を検出し、検出結果に応じて補正するものである。

【0089】

本発明の位相補正処理部 22 の原理的構成例について、図 8 を使って具体的構成例で説明する。図 8 は、本発明のデジタル信号処理部 20 内部の位相補正処理部 22 の原理的構成例を示すブロック図である。

本発明のデジタル信号処理部 20 における位相補正処理部 22 は、原理的には、乗算器 61 と、乗算器 62 と、加算器 63 と、LPF 64 と、積分器 65 と、

乗算器 66 とから構成されている。

【0090】

乗算器 62 は、位相補正処理部 22 に入力されるデジタル信号の同相成分（I 入力）と直交成分（Q 入力）とを乗算することにより位相偏差を検出するものである。

LPF 64 及び積分器 65 及び乗算器 66 は、乗算器 62 によって検出された位相偏差を、制御ループにより収束させるものである。

上記乗算器 62 及び LPF 64 及び積分器 65 及び乗算器 66 が、デジタル信号処理部 20 の前段のアナログ素子の特性による位相偏差を検出及び制御する部分である。

【0091】

乗算器 61 は、上記制御ループにより収束された位相偏差の値を同相成分（Q 入力）と乗算するものである。

加算器 63 は、乗算器 61 で乗算された結果を直交成分（Q 入力）から減算して直交出力（Q 出力）とするものである。

上記乗算器 61 及び加算器 63 が、デジタル信号処理部 20 の前段のアナログ素子の特性による位相偏差を補正する部分である。

【0092】

本発明のデジタル信号処理部 20 における位相補正処理部 22 の動作原理について、図 1，図 2，図 8 を使って説明する。

空中線からの入力信号 $x(t) = \cos(\omega_C t + \theta)$ ($\omega_C t$: 希望信号の角周波数) とし、局部発振器 5' の出力信号を $\cos(\omega_{C'} t)$ 、90° 移相器 6 の位相角を $90^\circ + \Delta\phi$ とすると、位相補正処理部 22 に入力される同相（I）及び直交（Q）入力は、次式となる。（ここでは、同相（I）及び直交（Q）入力間の振幅偏差は 0 dB とする。）

【0093】

$$\begin{aligned} & \cos(\omega_C t + \theta) [\cos(\omega_{C'} t) - j \sin(\omega_{C'} t + \Delta\phi)] \\ &= (1/2) \{ \cos(\omega_{C'} - \omega_C) t + \theta \} - j (1/2) [\sin \{ (\omega_{C'} - \omega_C) t + \theta - \Delta\phi \}] \end{aligned}$$

【0094】

そして、乗算器62により同相(I)入力及び直交(Q)入力の乗算処理が為され、乗算結果は次式となる。

$$\begin{aligned} I \text{ 入力} \times Q \text{ 入力} &= -(1/4) \{ \cos(\omega_{C'} - \omega_C) t + \theta \} \sin \{ (\omega_{C'} - \omega_C) t + \theta - \Delta \phi \} \\ &= -(1/8) \sin(\Delta \phi) \end{aligned}$$

【0095】

入力信号は、 $(\omega_{C'} - \omega_C) t + \theta = \alpha$ とおき、 $\cos(\Delta \phi) \cong 1$ とすると
 入力信号 $= (1/2) \{ \cos \alpha \} - j (1/2) [\sin(\Delta \phi) \cos(\alpha) + \cos(\Delta \phi) \sin(\alpha)]$

$$= (1/2) \{ \cos \alpha \} - j (1/2) [\sin(\Delta \phi) \cos(\alpha) + \sin(\alpha)]$$

【0096】

ここで $\cos(\alpha)$ は同相(I)の入力信号、 $\sin(\alpha)$ は直交(Q)の入力信号なので、これをそれぞれI及びQとすると、図8においてIと検出された $\sin(\Delta \phi)$ (係数は1に正規化)を乗算器61で乗算し、直交(Q)側の入力信号から加算器63で減算し、I及びQの入力信号及び出力信号を1に正規化すると出力は次式となる。

$$\begin{aligned} \text{出力信号} &= \{ I \} - j \{ I \sin(\Delta \phi) - I \sin(\Delta \phi) + Q \} \\ &= \{ I \} - j \{ Q \} \end{aligned}$$

となり、位相補正処理が行われることになる。

【0097】

尚、図8のLPF64、積分器65及び乗算器66は制御ループ69を構成する要素であり、Gppはループ時定数に逆比例する定数である。

【0098】

次に、本発明のもう1つの特徴部分であるデジタル信号処理部20における振幅補正処理部21について説明する。

振幅補正処理部21は、デジタル信号処理部20の前段の乗算器3、4や90°移相器6等のアナログ素子において、その特性に応じて発生した振幅偏差を検出し、検出結果に応じて補正するものである。

【0099】

次に、本発明のデジタル信号処理部20における振幅補正処理部21の原理的構成例について、図9を使って具体的構成例で説明する。図9は、本発明のデジタル信号処理部20内部の振幅補正処理部21の原理的構成例を示すブロック図である。

本発明のデジタル信号処理部20における振幅補正処理部21は、原理的には、自乗器71と、乗算器72と、自乗器73と、減算器74と、LPF75、積分器76と、乗算器77と、加算器78とから構成されている。

【0100】

自乗器71は、振幅補正処理部21に入力されるデジタル信号の同相成分（I入力）を自乗するものである。

自乗器73は、振幅補正処理部21に入力されるデジタル信号の直交成分（Q入力）を自乗するものである。

減算器74は、自乗器71からの同相成分（I入力）自乗値と、自乗器73からの直交成分（Q入力）自乗値とを減算することにより振幅偏差を検出するものである。

【0101】

LPF75及び積分器76及び乗算器77は、減算器74によって検出された振幅偏差を、制御ループにより収束させるものである。

上記自乗器71、73及び減算器74及びLPF75及び積分器76及び乗算器77が、デジタル信号処理部20の前段のアナログ素子の特性による振幅偏差を検出、制御する部分である。

【0102】

加算器78は、上記制御ループにより収束された振幅偏差の値を入力振幅に比例する値（入力振幅比例値）から減算又は加算するものである。

乗算器72は、加算器78により求めた振幅偏差に基づく値を同相成分（Q入力）と乗算して直交出力（Q出力）とするものである。

上記加算器78及び乗算器72が、デジタル信号処理部20の前段のアナログ素子の特性による振幅偏差を補正する部分である。

【0103】

本発明のデジタル信号処理部20における振幅補正処理部21の動作原理について、図1、図2、図9を使って説明する。

図9において、図1に示した乗算器（ミキサ）3の利得を A_1 、乗算器（ミキサ）4利得を A_2 、 $A_1/A_2 = \Delta g$ として、空中線からの入力信号 $x(t) = \cos(\omega_C' t + \phi)$ がLPF7及びLPF8を通過した出力は、次式のようになる。

【0104】

$$\begin{aligned} y(t) &= x(t) [\cos(\omega_C' t) - j(\Delta g) \sin(\omega_C' t + \Delta \phi)] \\ &= \cos(\omega_C t + \theta) [\cos(\omega_C' t) - j(\Delta g) \sin(\omega_C' t + \Delta \phi)] \\ &= \cos(\omega_C' - \omega_C) t + \theta - j[(\Delta g) \sin(\omega_C' - \omega_C) t + \Delta \phi - \theta] \end{aligned}$$

【0105】

図9において、前段からの同相入力を I 、前段からの直交入力を Q とすると、自乗器71及び自乗器73の出力は各々次式となる。

$$\begin{aligned} I^2 &= (1/2) (1 + \cos\{2[(\omega_C' - \omega_C) t + \theta]\}) \\ Q^2 &= (\Delta g)^2 (1/2) (1 - \cos\{2[(\omega_C' - \omega_C) t + \theta + \Delta \phi]\}) \end{aligned}$$

【0106】

ここで、 $\Delta g = 1 + \Delta A$ と置きかえると、

$$\Delta g^2 = 1 + 2\Delta A + \Delta A^2 \doteq 1 + 2\Delta A$$

となる。

【0107】

LPF75で $\cos\{2[(\omega_C' - \omega_C) t + \theta]\}$ の成分は十分に減衰されると、LPF75の出力は次式となる。

$$Q^2 - I^2 = (\Delta g)^2 (1/2) - 1/2 \doteq \Delta A (\Delta A^2 \text{は} 1 > \Delta A \text{のため無視する})$$

【0108】

図9のLPF75、積分器76及び乗算器77は制御ループ79を構成する要素であり、 G_p はループ時定数に逆比例する定数である。

加算器78の出力 $(1 - \Delta A)$ をQ側の直交入力 $(1 + \Delta A)$ と乗算すると、

$$(1 - \Delta A)(1 + \Delta A) \rightarrow 1 \quad (\Delta A^2 \text{は} 1 > \Delta A \text{のため無視する})$$

となり誤差が補償される。(ここでは I^2 及び Q^2 は1に正規化してある。)

【0109】

本発明のデジタル信号処理部20内の位相補正処理部22の具体的構成例を図10に、また、本発明のデジタル信号処理部20内の振幅補正処理部21の具体的構成例を図11に示す。図10は、本発明のデジタル信号処理部20内の位相補正処理部22の具体的構成例を示すブロック図であり、図11は、本発明のデジタル信号処理部20内の振幅補正処理部21の具体的構成例を示すブロック図である。

【0110】

本発明のデジタル信号処理部20内の位相補正処理部22の具体的構成例としては、図10に示すように、制御ループ69を構成するLPF64の内部が、乗算器62出力と乗算器84出力とを加算する加算器83と、加算器83出力を遅延する遅延器85と、遅延器85出力に係数1を乗算する乗算器84と、遅延器85出力に係数2を乗算する乗算器86とから構成されている。

【0111】

また、積分器65の内部が、LPF64出力と、遅延器89出力を加算する加算器88と、加算器88出力を遅延させる遅延器89とから構成されている。

【0112】

同様に、本発明のデジタル信号処理部20内の振幅補正処理部21の具体的構成例としては、図11に示すように、制御ループ79を構成するLPF75の内部が、減算器74出力と乗算器94出力とを加算する加算器93と、加算器93出力を遅延する遅延器95と、遅延器95出力に係数1を乗算する乗算器94と、遅延器95出力に係数2を乗算する乗算器96とから構成されている。

【0113】

また、積分器76の内部が、LPF75出力と、遅延器99出力を加算する加

算器 98 と、加算器 98 出力を遅延させる遅延器 99 とから構成されている。

【0114】

なお、デジタル信号処理部 20 については、FPGA (Field Programmable Gate Array) , DSP (Digital Signal Processor) 等の論理回路を構成できるハードウェアあるいは数値演算を行うソフトウェアのいずれでも実現可能である。

【0115】

本発明の有効性を確認するために、計算機シミュレーションを実施した。シミュレーションの諸元は、最大帯域幅が $(1/4) f_s$ (f_s : サンプル周波数)、希望波周波数が $f_L + f_s / 24$ (f_L : 局発周波数)、イメージ波周波数が $f_L - f_s / 16$ 、初期位相偏差が 10° 、初期振幅偏差が 1 dB とした。

初期位相偏差が 10° 、初期振幅偏差が 1 dB で、補正処理を行わない場合のイメージ除去比は、約 20 dB であったのに対し、補正処理を行った場合、補正処理により、位相偏差が 0.05° 、振幅偏差が 0.01 dB 以内に収束しており、約 60 dB 以上のイメージ抑圧比が実現できることを確認した。

【0116】

本発明の低 IF 方式の直接検波回路によれば、デジタル信号処理部 20 内でイメージ除去処理を行う前に、振幅補正処理部 21 において、乗算器 3, 4 や、 90° 移相器 6 等のアナログ処理用素子に起因する振幅偏差 (誤差) を検出して補正するので、ハードウェア構成及び処理の負荷を増大することなく振幅偏差 (誤差) を取り除くことができ、後段のイメージ除去処理におけるイメージ除去比を向上できる効果がある。

【0117】

また、本発明の低 IF 方式の直接検波回路によれば、デジタル信号処理部 20 内でイメージ除去処理を行う前に、位相補正処理部 22 において、乗算器 3, 4 や、 90° 移相器 6 等のアナログ処理用素子に起因する位相偏差 (誤差) を検出して補正するので、ハードウェア構成及び処理の負荷を増大することなく位相偏差 (誤差) を取り除くことができ、後段のイメージ除去処理におけるイメージ除

去比を向上できる効果がある。

【0118】

また、本発明の低 I F 方式の直接検波回路によれば、デジタル信号処理部 20 内でイメージ除去処理を行う前に、振幅補正処理部 21 及び位相補正処理部 22 において、乗算器 3、4 や、 90° 移相器 6 等のアナログ処理用素子に起因する振幅偏差（誤差）及び位相偏差（誤差）を検出して補正するので、ハードウェア構成及び処理の負荷を増大することなく振幅偏差（誤差）及び位相偏差（誤差）を取り除くことができ、後段のイメージ除去処理におけるイメージ除去比を向上できる効果がある。

具体的には従来のアナログ処理及びデジタル処理では得られなかった 60 dB 程度のイメージ除去が可能となった。

【0119】

また、本発明の低 I F 方式の直接検波回路によれば、デジタル信号処理部 20 内の位相補正処理部 22 では、乗算器 62 が入力されるデジタル信号の同相成分（I 入力）及び直交成分（Q 入力）とを乗算して前段の乗算器 3、4 や 90° 移相器 6 等のアナログ素子でその特性に応じて発生した位相偏差を検出し、LPF 64 及び積分器 65 及び乗算器 66 によって、制御ループで位相偏差の検出結果を収束させ、乗算器 61 で収束された検出結果を同相成分（I 入力）に乗算し、加算器 63 で乗算結果を直交成分（Q 入力）から減算して補正し、直交成分（Q）出力とするものである。簡単な構成及び簡単な処理の組合せによって、アナログ素子で発生した位相偏差を補正でき、ハードウェア構成及び処理の負荷を増大することなく位相偏差（誤差）を取り除くことができ、後段のイメージ除去処理におけるイメージ除去比を向上できる効果がある。

【0120】

また、本発明の低 I F 方式の直接検波回路によれば、デジタル信号処理部 20 内の振幅補正処理部 21 では、自乗器 71 が入力されるデジタル信号の同相成分（I 入力）を自乗し、自乗器 73 が直交成分（Q 入力）を自乗し、減算器 74 が両自乗結果を減算して前段の乗算器 3、4 や 90° 移相器 6 等のアナログ素子でその特性に応じて発生した振幅偏差を検出し、LPF 75 及び積分器 76 及び乗

算器 77 によって、制御ループで振幅偏差の検出結果を収束させ、加算器 78 で収束された検出結果を入力振幅に比例する値から減算又は加算し、乗算器 72 で加算器 78 により求めた振幅偏差に基づく値を同相成分 (Q 入力) と乗算して直交成分 (Q) 出力とするものである。簡単な構成及び簡単な処理の組合せによって、アナログ素子で発生した振幅偏差を補正でき、デジタル信号処理により行うために、ハードウェア構成及び処理の負荷を増大することなく振幅偏差 (誤差) を取り除くことができ、後段のイメージ除去処理におけるイメージ除去比を向上できる効果がある。

【0121】

以上詳細に説明したように、本発明を実施することにより、従来の低 IF 方式の受信機においてデジタル信号処理によりイメージ除去を行う場合に、主としてミキサ、 90° 移相器等のアナログ処理用素子に起因する振幅偏差 (誤差)、位相偏差 (誤差) によりイメージ抑圧が十分でないという欠点を改善し、本発明では、デジタル信号処理の内部で、イメージ除去処理の前に、振幅補正処理部 21 による振幅偏差補正、又は位相補正処理部 22 による位相偏差補正、又はその両方を行い、アナログ処理用素子に起因する振幅偏差、位相偏差を補正してからイメージ除去処理を施すので、デジタル信号処理により行うためにハードウェアの負荷を増大することなく、また処理の負荷を増大することなく、且つイメージ除去費を向上した低 IF 方式の受信機を構成することができる効果がある。

【0122】

【発明の効果】

本発明によれば、受信周波数に対してオフセットを有する周波数の搬送波を発振する局部発振器を用いて直交検波された同相成分のデジタル信号と直交成分のデジタル信号を入力し、デジタル信号処理により、位相偏差補正処理部が入力される同相成分及び直交成分のデジタル信号から位相偏差を検出して補正してから、イメージ除去部が受信信号に含まれるイメージ周波数信号を除去する受信機としているので、ハードウェアの負荷や処理の負荷を小さく抑えたまま、アナログ素子に起因する位相偏差を補正してイメージ除去比を向上できる効果がある。

【0123】

本発明によれば、受信周波数に対してオフセットを有する周波数の搬送波を発振する局部発振器を用いて直交検波された同相成分のデジタル信号と直交成分のデジタル信号を入力し、デジタル信号処理により、振幅偏差補正処理部が入力される同相成分及び直交成分のデジタル信号から振幅偏差を検出して補正してから、イメージ除去部が受信信号に含まれるイメージ周波数信号を除去する受信機としているので、ハードウェアの負荷や処理の負荷を小さく抑えたまま、アナログ素子に起因する振幅偏差を補正してイメージ除去比を向上できる効果がある。

【0124】

本発明によれば、デジタル信号に対して、振幅偏差を補正する振幅偏差補正処理部と位相偏差を補正する位相偏差補正処理部とを設け、イメージ除去部が振幅偏差及び位相偏差が補正されたデジタル信号に対してイメージ除去処理を施す上記低IF方式の受信機としているので、ハードウェアの負荷や処理の負荷を小さく抑えたまま、アナログ素子に起因する振幅偏差及び位相偏差を補正してイメージ除去比を向上できる効果がある。

【0125】

本発明によれば、位相偏差補正処理部が、入力されるデジタル信号の同相成分及び直交成分を乗算することにより位相偏差を検出し、検出した位相偏差を同相成分と乗算して、乗算した結果を直交成分から減算して直交出力とする上記受信機としているので、簡単な構成及び簡単な処理によって、ハードウェアの負荷や処理の負荷を小さく抑えたまま、アナログ素子に起因する位相偏差を補正してイメージ除去比を向上できる効果がある。

【0126】

本発明によれば、振幅偏差補正処理部が、入力されるデジタル信号の同相成分の自乗値と直交成分の自乗値との差の値により振幅偏差を算出し、振幅偏差の値を入力振幅に比例する値から減算又は加算した値を直交成分と乗算して直交出力とする上記受信機としているので、簡単な構成及び簡単な処理によって、ハードウェアの負荷や処理の負荷を小さく抑えたまま、アナログ素子に起因する振幅偏差を補正してイメージ除去比を向上できる効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明に係る直接検波回路の原理的構成例を示す構成ブロック図である。

【図 2】

本発明のデジタル信号処理部内部の第 1 の構成例を示すブロック図である。

【図 3】

本発明のデジタル信号処理部内部の第 2 の構成例を示すブロック図である。

【図 4】

本発明のデジタル信号処理部内部の複素周波数変換部の内部構成例を示すブロック図である。

【図 5】

イメージ除去処理を行う部分について、図 2、図 3 の複素周波数変換処理部に替えてヒルベルトフィルタを使用した第 3 の構成例を示すブロック図である。

【図 6】

イメージ除去処理を行う部分について、図 2、図 3 の複素周波数変換処理部や図 5 のヒルベルトフィルタに替えて複素係数フィルタを使用した第 4 の構成例を示すブロック図である。

【図 7】

複素係数フィルタによるイメージ除去の原理を説明する説明図である。

【図 8】

本発明のデジタル信号処理部内部の位相補正処理部の原理的構成例を示すブロック図である。

【図 9】

本発明のデジタル信号処理部内部の振幅補正処理部の原理的構成例を示すブロック図である。

【図 10】

、本発明のデジタル信号処理部内の位相補正処理部の具体的構成例を示すブロック図である。

【図 11】

本発明のデジタル信号処理部内の振幅補正処理部の具体的構成例を示すブロッ

ク図である。

【図 12】

直接検波方式を実現する一般的な直接検波回路の構成ブロック図である。

【図 13】

直交検波方式の周波数変換の様子（周波数スペクトラム）を示す説明図である。

【図 14】

従来の低 I F 方式の直接検波回路の構成例の構成ブロック図である。

【図 15】

低 I F 方式の直交検波の周波数変換の様子（周波数スペクトラム）を示す説明図である。

【図 16】

従来の低 I F 方式でイメージ信号除去処理を設けた直接検波回路の構成例の構成ブロック図である。

【図 17】

低 I F 方式の直接検波回路における周波数変換の周波数スペクトラムの様子を示す説明図である。

【図 18】

デジタル信号処理によりイメージ信号を除去する直接検波回路の構成例を示すブロック図である。

【図 19】

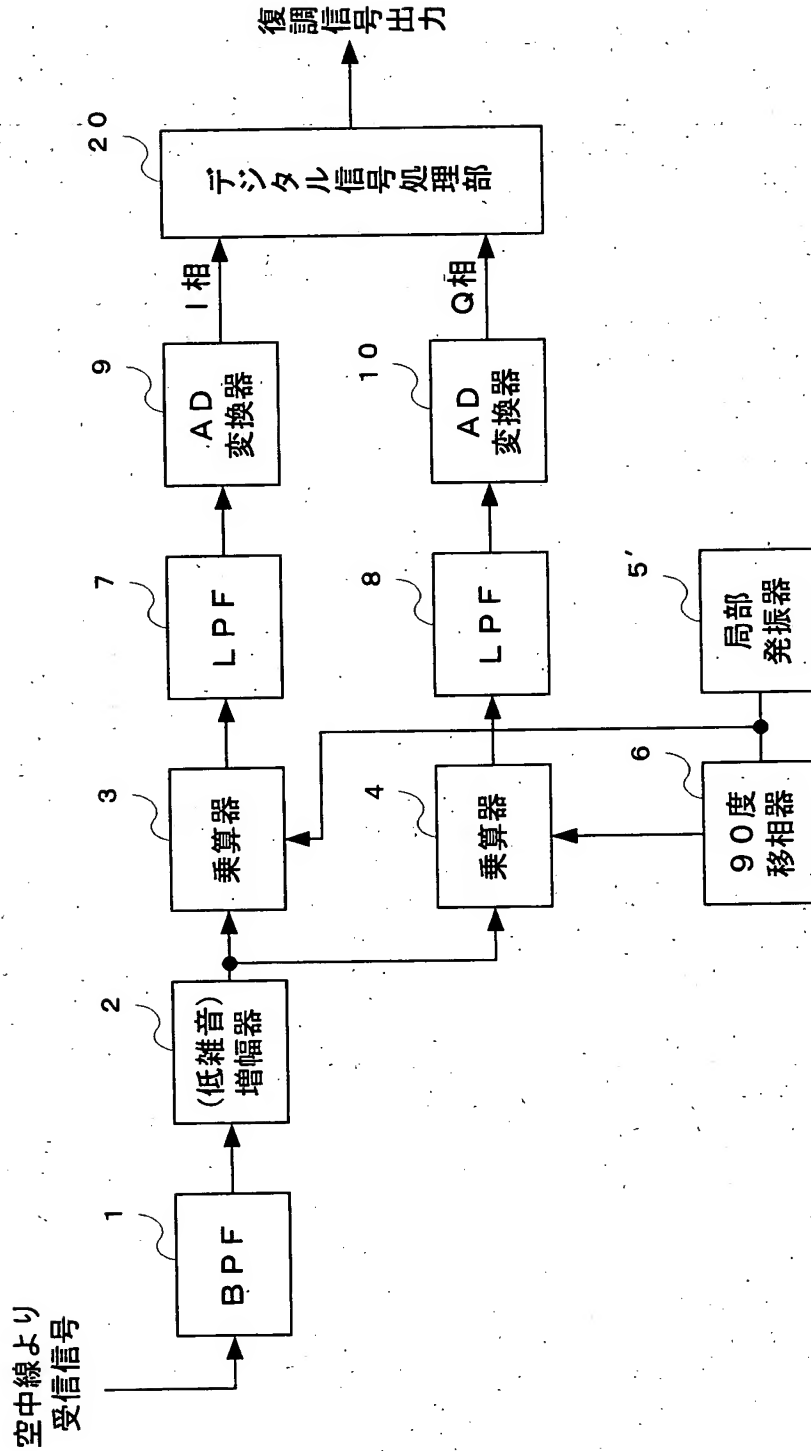
デジタル信号処理によりイメージ信号を除去する直接検波回路のデジタル信号処理部内の具体的構成例を示すブロック図である。

【符号の説明】

1…帯域ろ波フィルタ（BPF）、 2…増幅器、 3, 4…乗算器、 5, 5'…局部発振器、 6…90°移相器、 7, 8…低域ろ波器（LPF）、 9, 10…AD変換器、 11…ベースバンド復調部、 12…周波数変換処理部、 13, 13'…イメージ除去処理部、 20…デジタル信号処理部、 21…振幅補正処理部、 22…位相補正処理部、 23, 23'…イメージ除去

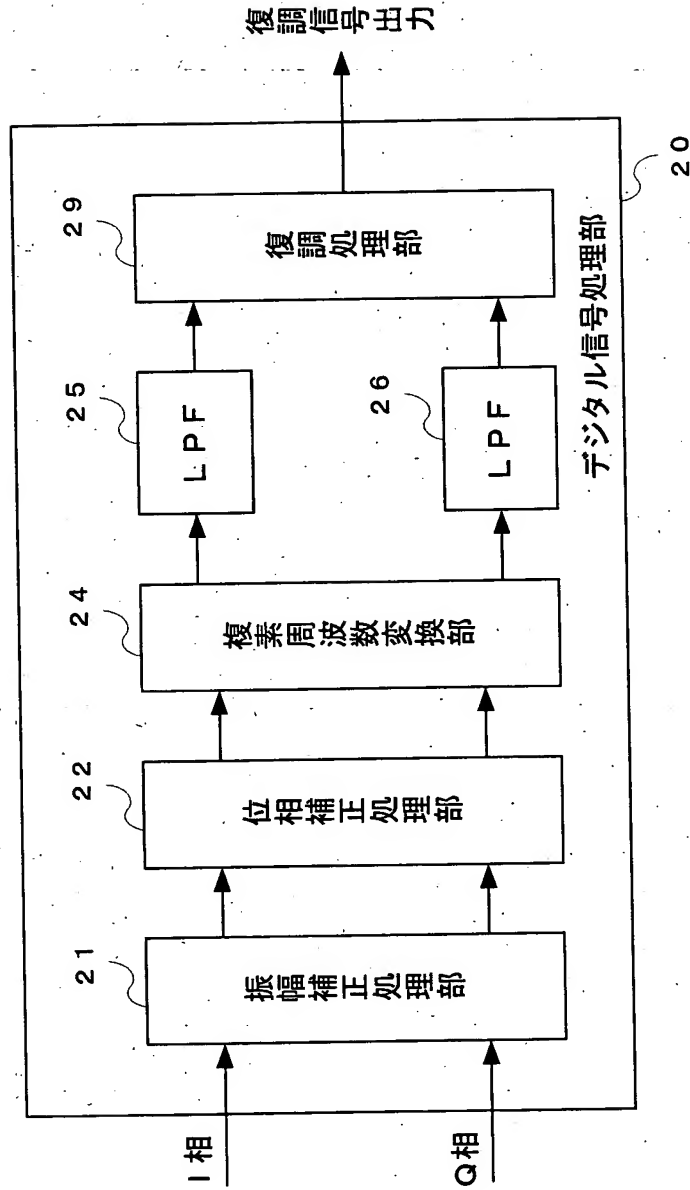
処理部、 24…複素周波数変換部、 25、 26…低域ろ波器（LPF）、
 27、 27'…複素周波数変換部、 28a、 28b…LPF、 29…復調処
 理部、 31…ヒルベルトフィルタ、 32…遅延器、 33…加算器、 41
 …SINテーブル、 42…COSテーブル、 43、 44、 45、 46…乗算
 器、 47、 48…加算器、 51…係数a、 52…係数b、 53、 54、
 55、 56…乗算器、 57、 58…加算器、 61、 62…乗算器、 63…
 加算器、 64…LPF、 65…積分器、 66…乗算器、 69…制御ルー
 プ、 71、 73…自乗器、 72…乗算器、 74…減算器、 75…LPF
 、 76…積分器、 77…乗算器、 78…加算器 79…制御ループ、 8
 3…加算器、 84、 86…乗算器、 85…遅延器、 88…加算器、 89
 …遅延器、 93…加算器、 94、 96…乗算器、 95…遅延器、 98…
 加算器、 99…遅延器

【図1】
図面

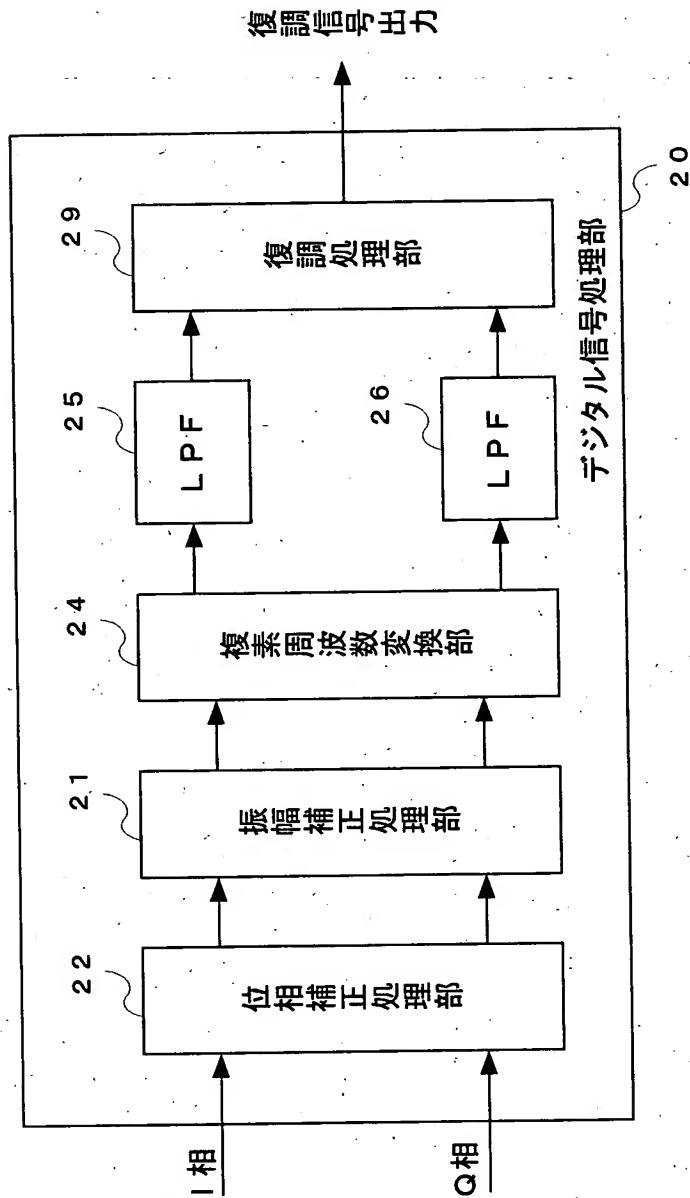


【図1】

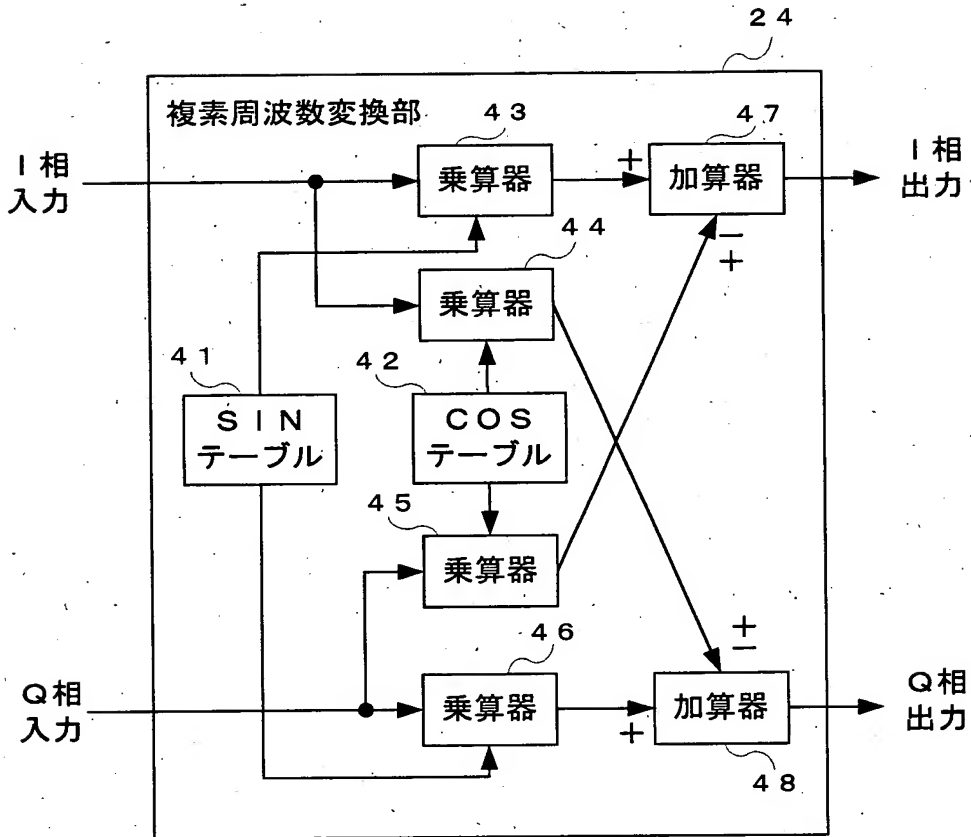
21



【図2】

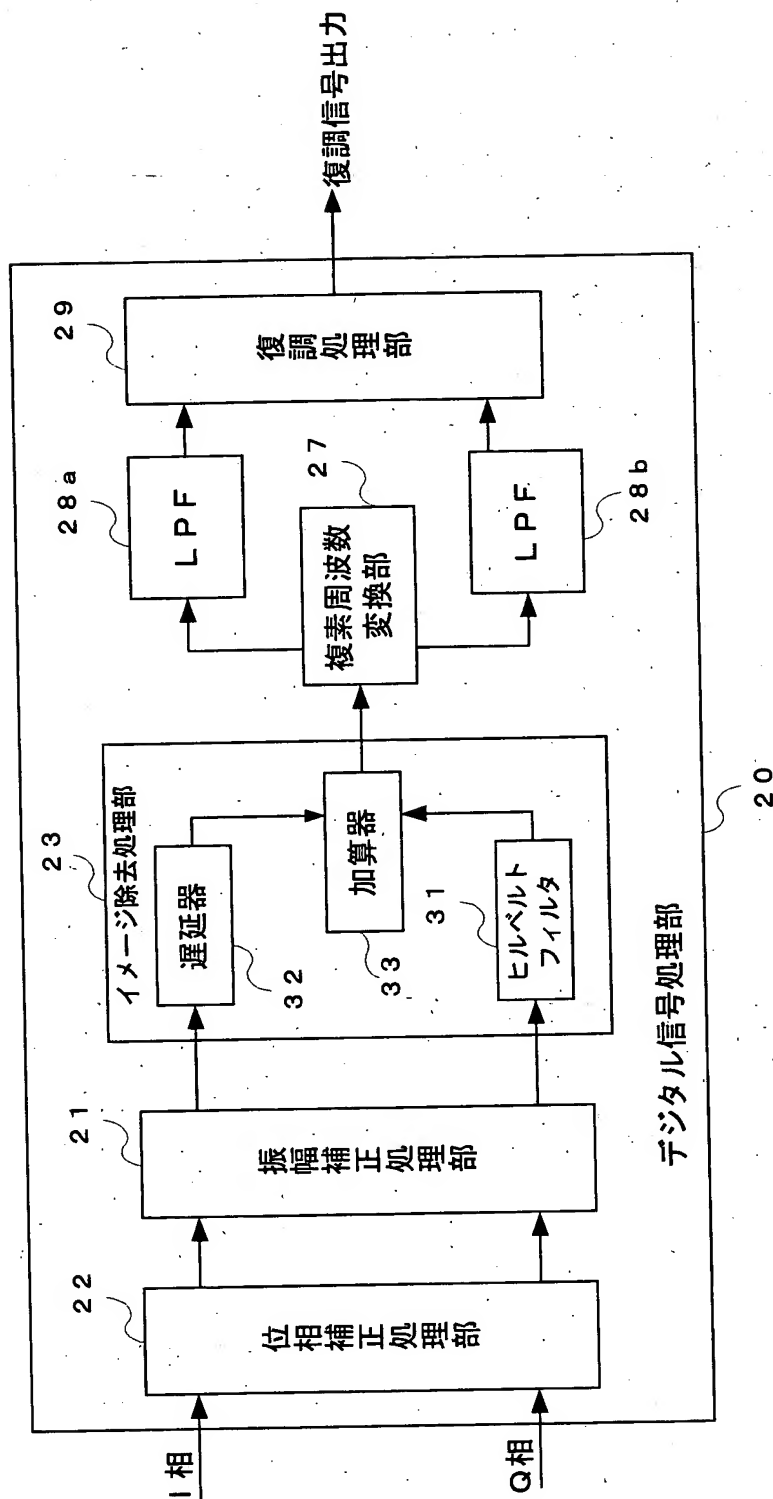


【図3】



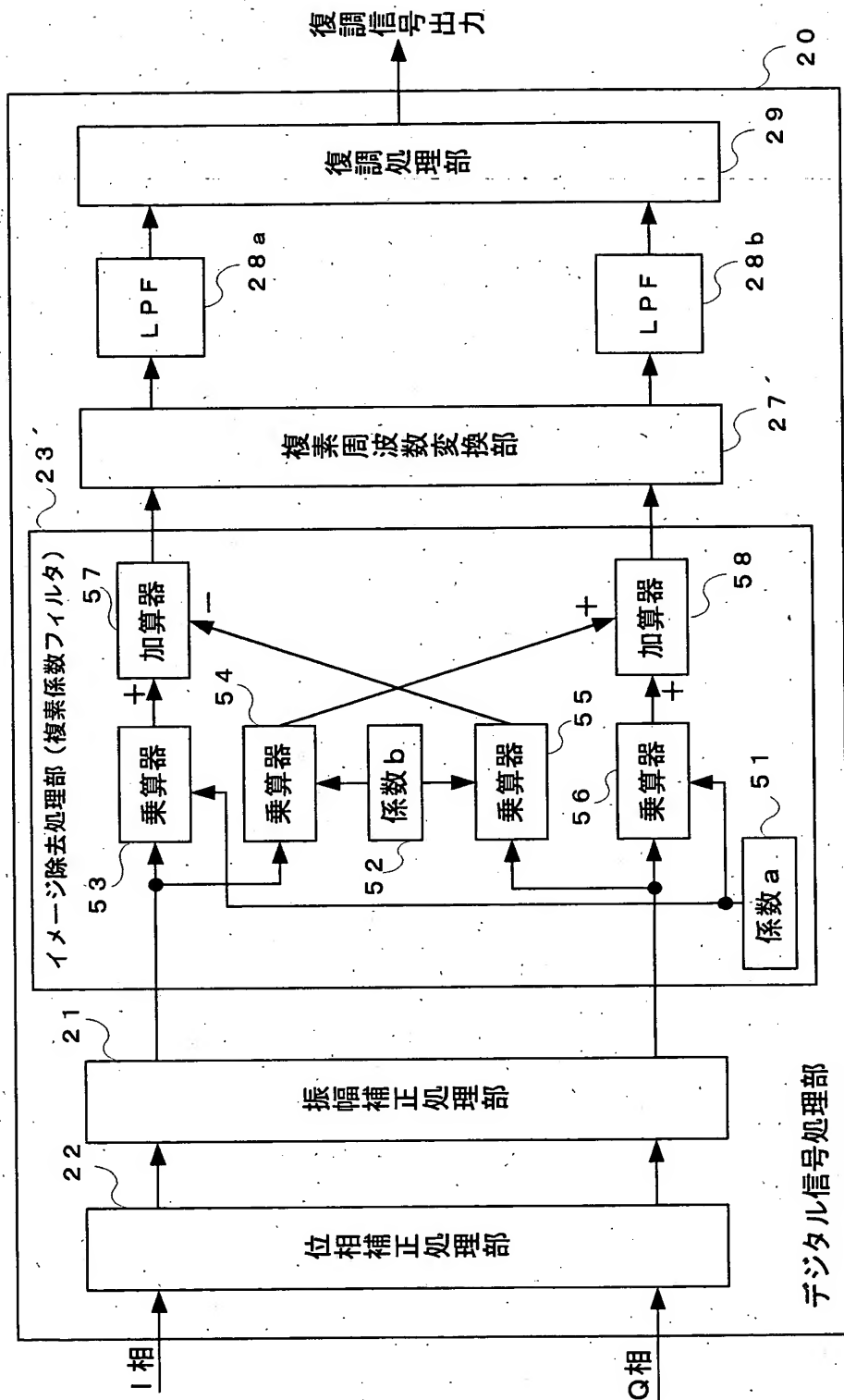
【図4】

【図5】



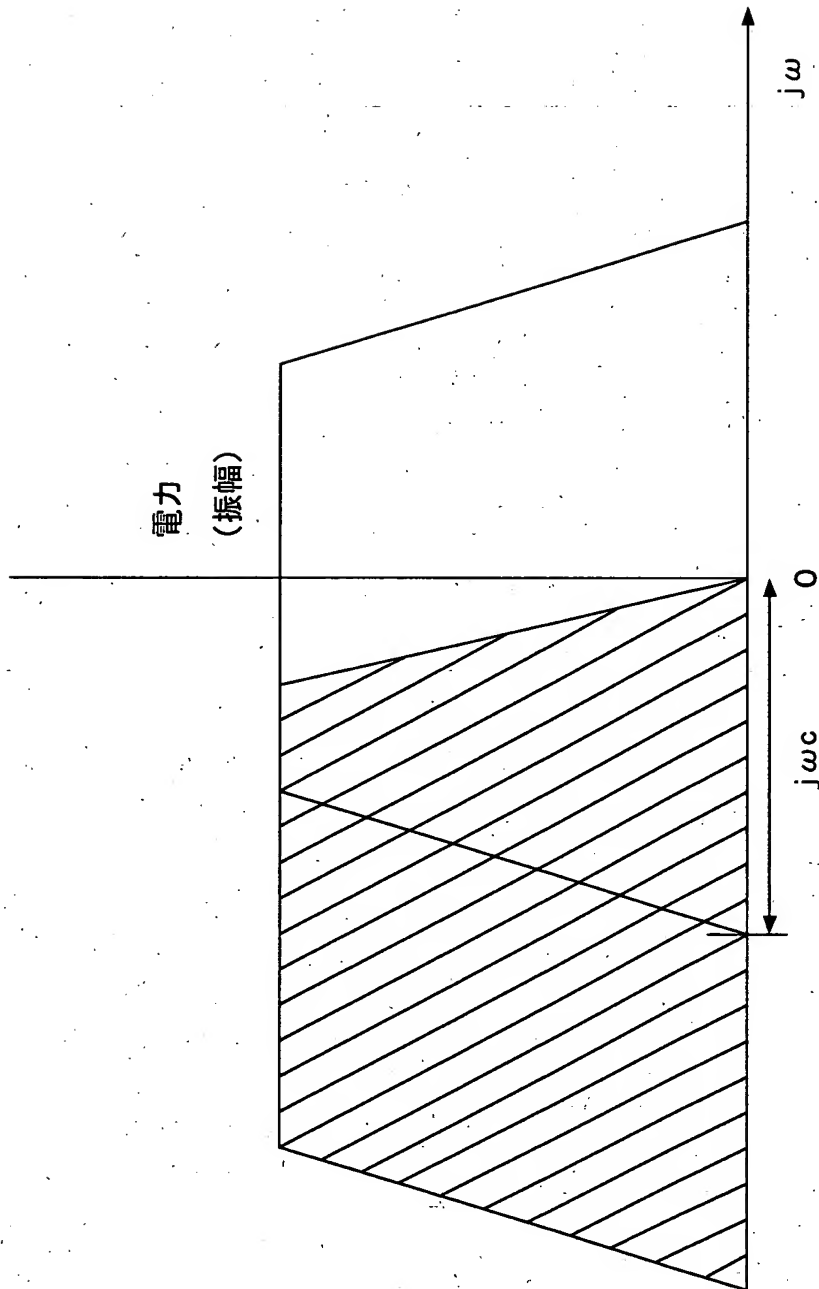
【図5】

【図6】



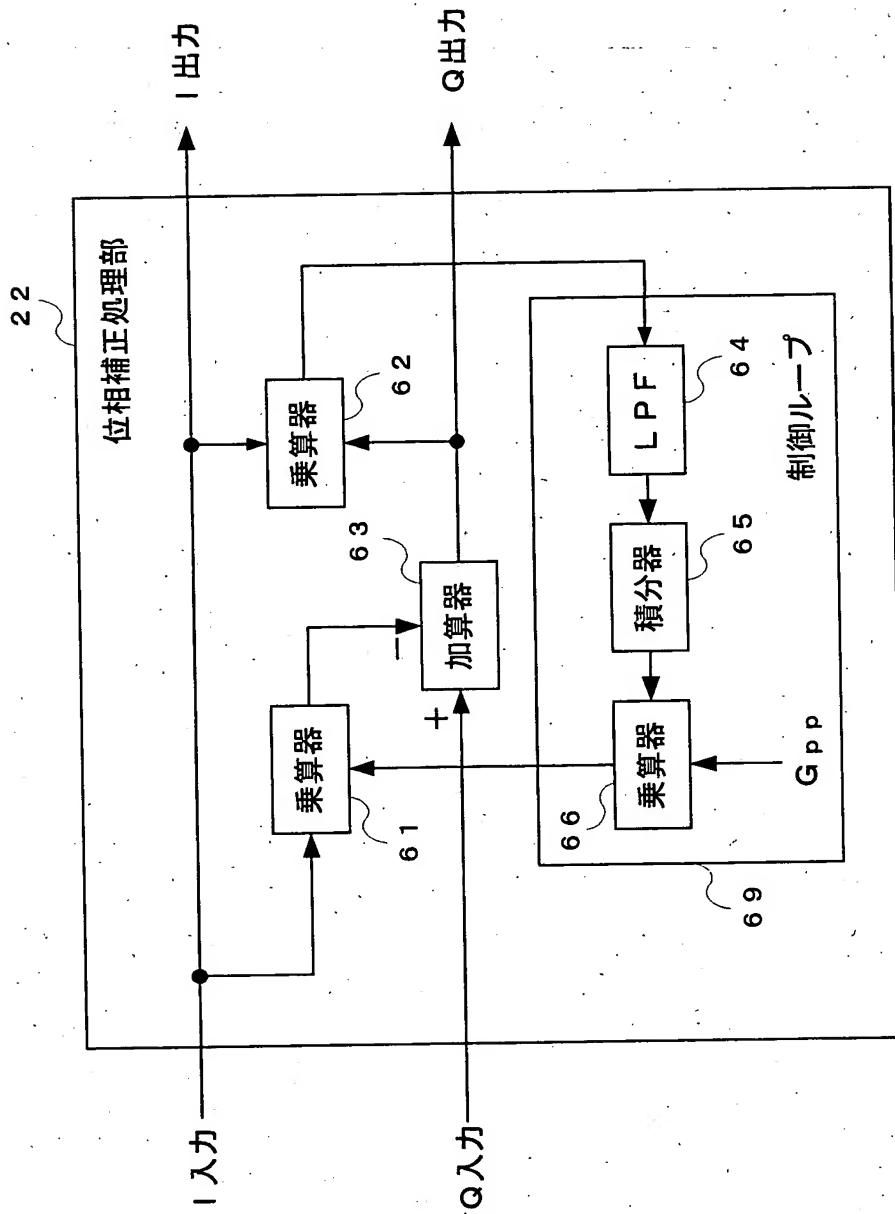
【図6】

【図 7】



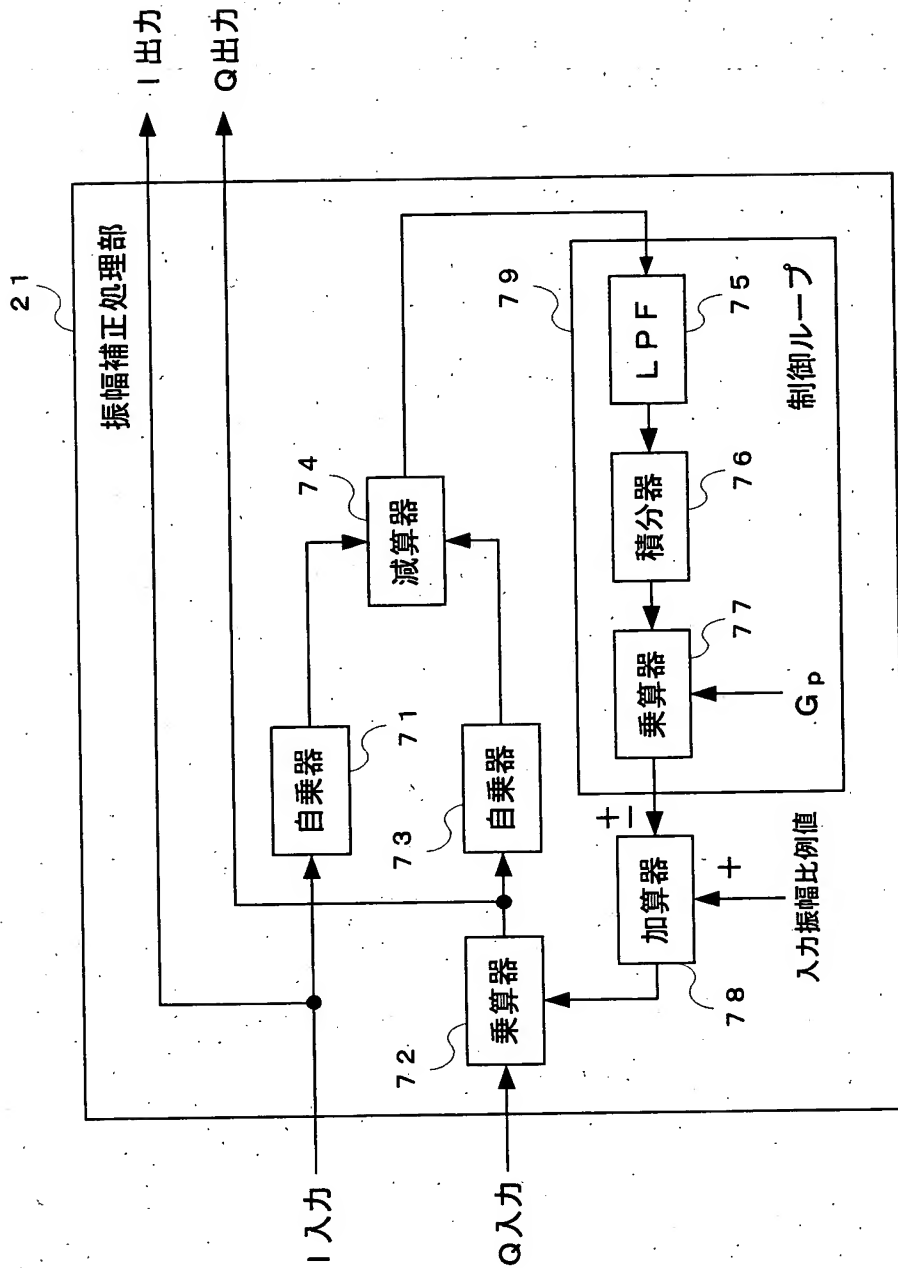
【図 7】

【図 8】



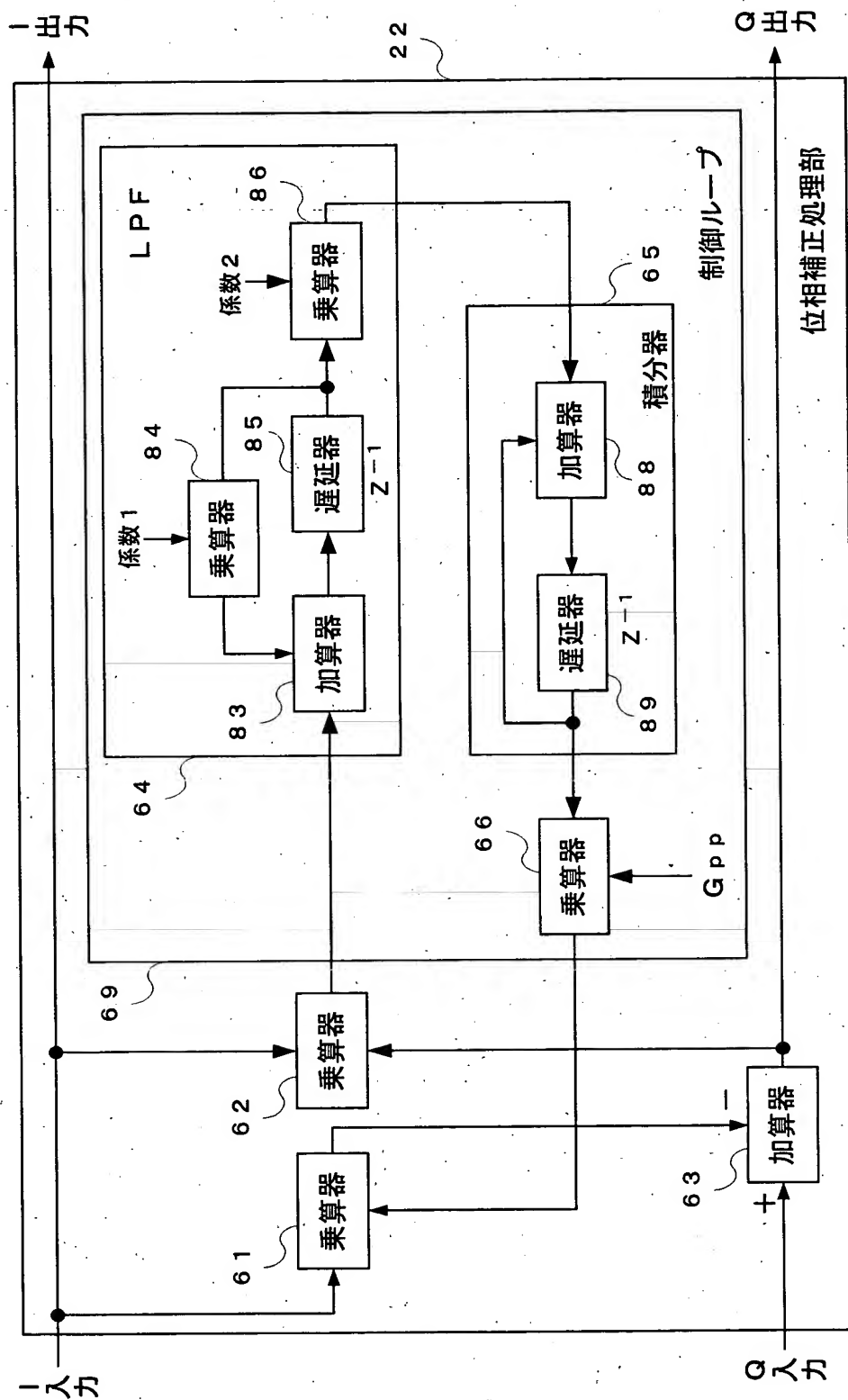
【図 8】

【図9】



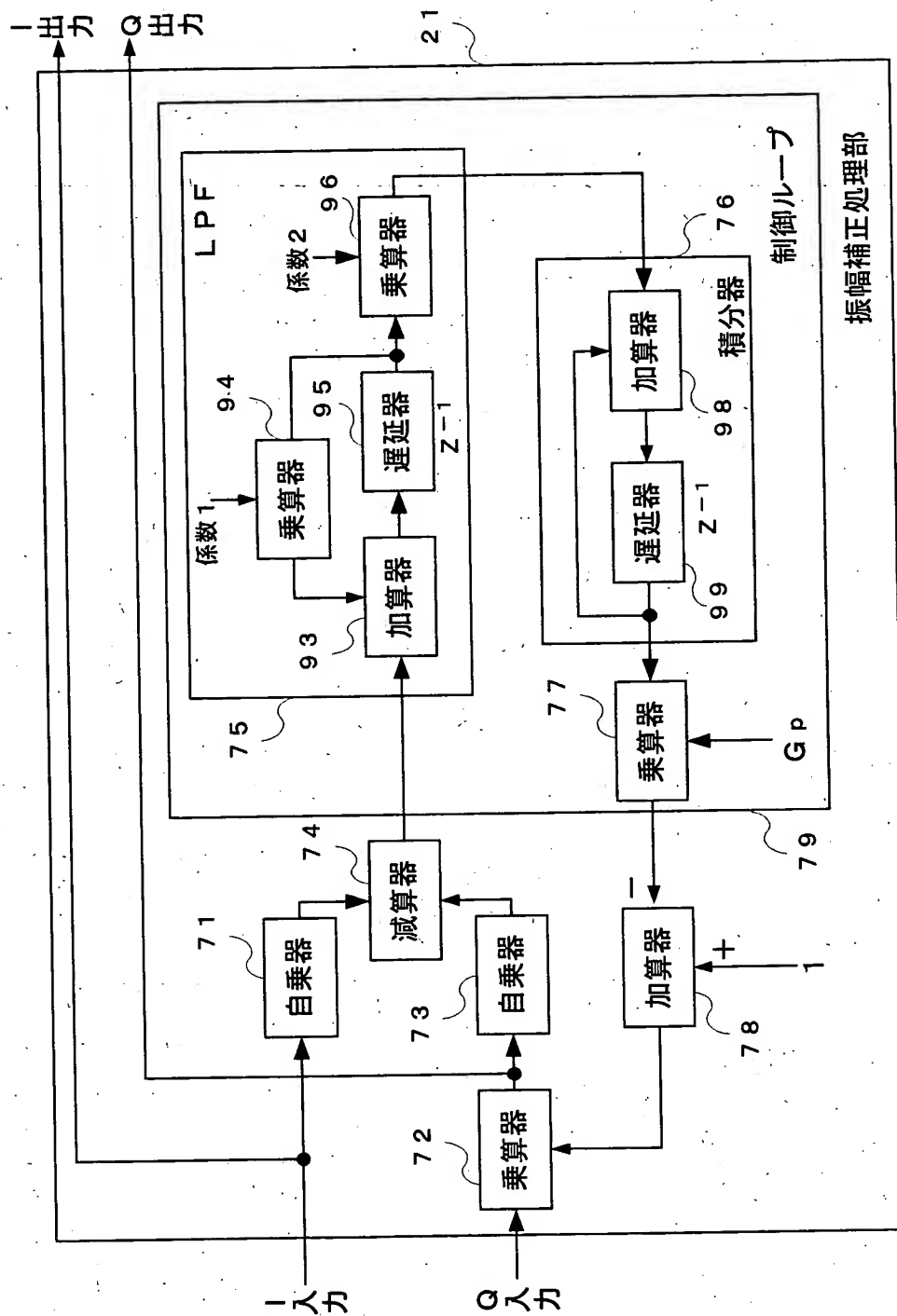
【図9】

【図 10】



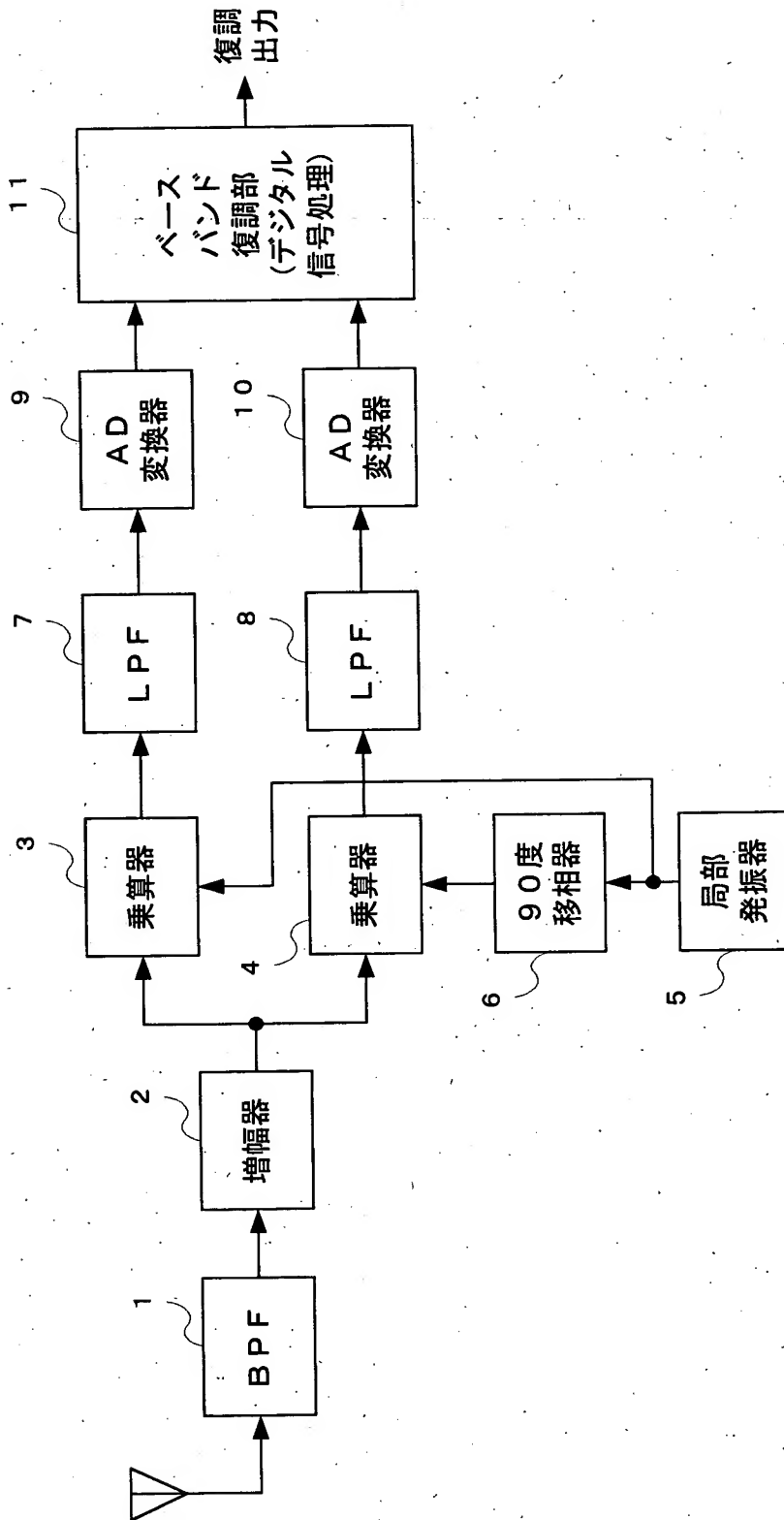
【图 10】

【图 1 1】



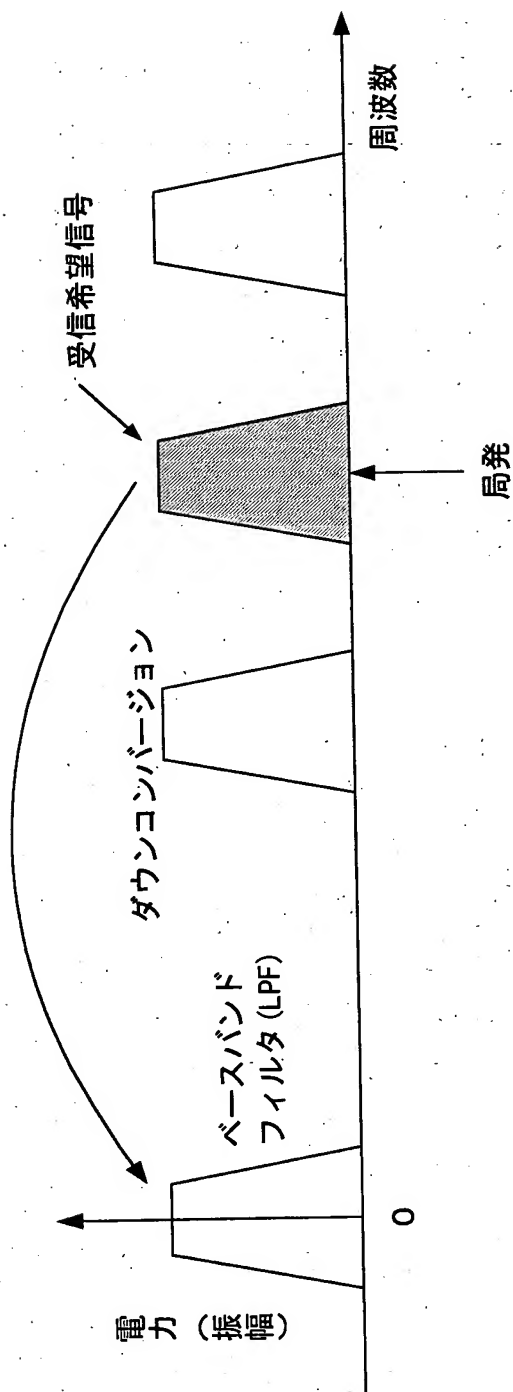
【圖 11】

【図 12】



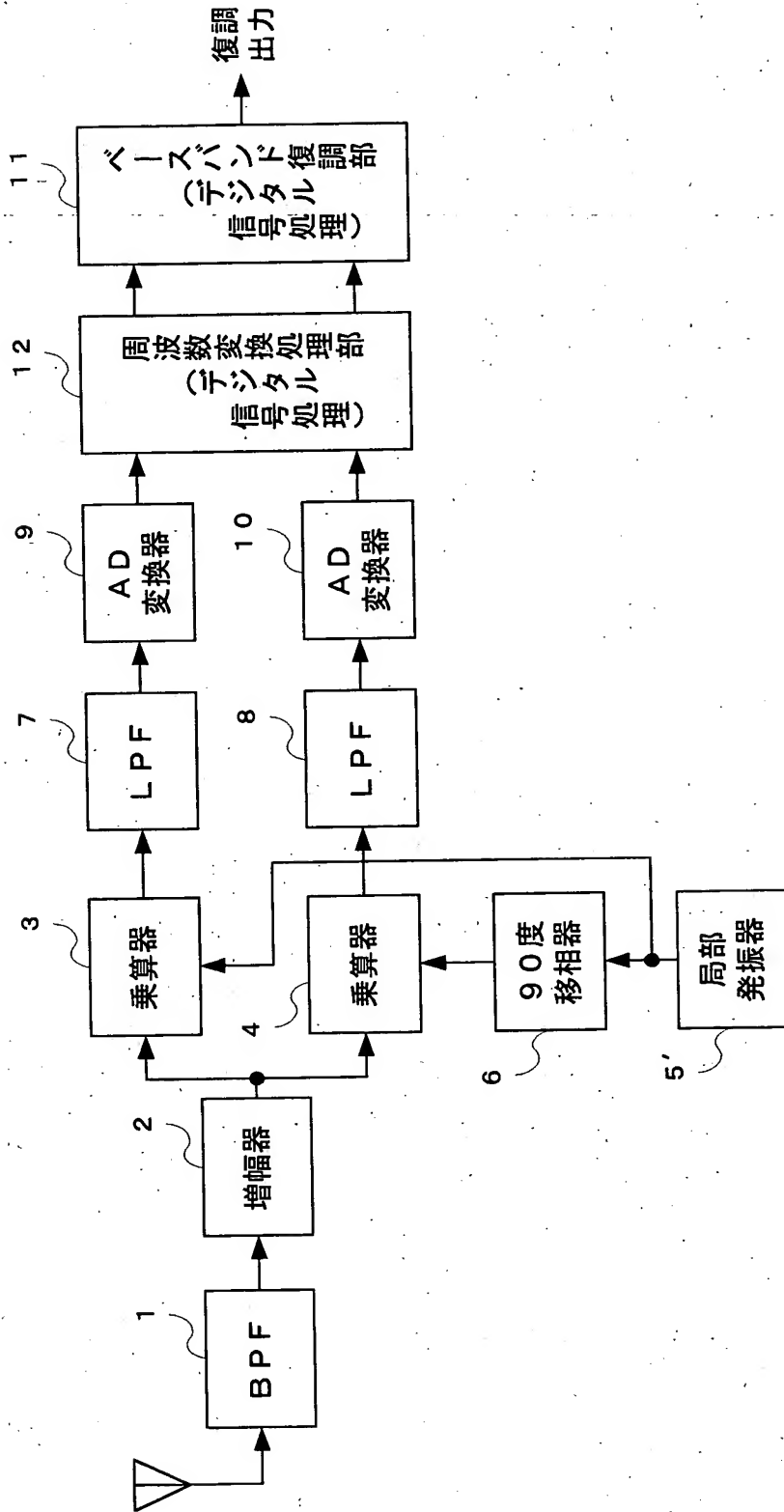
【図 12】

【図 13】



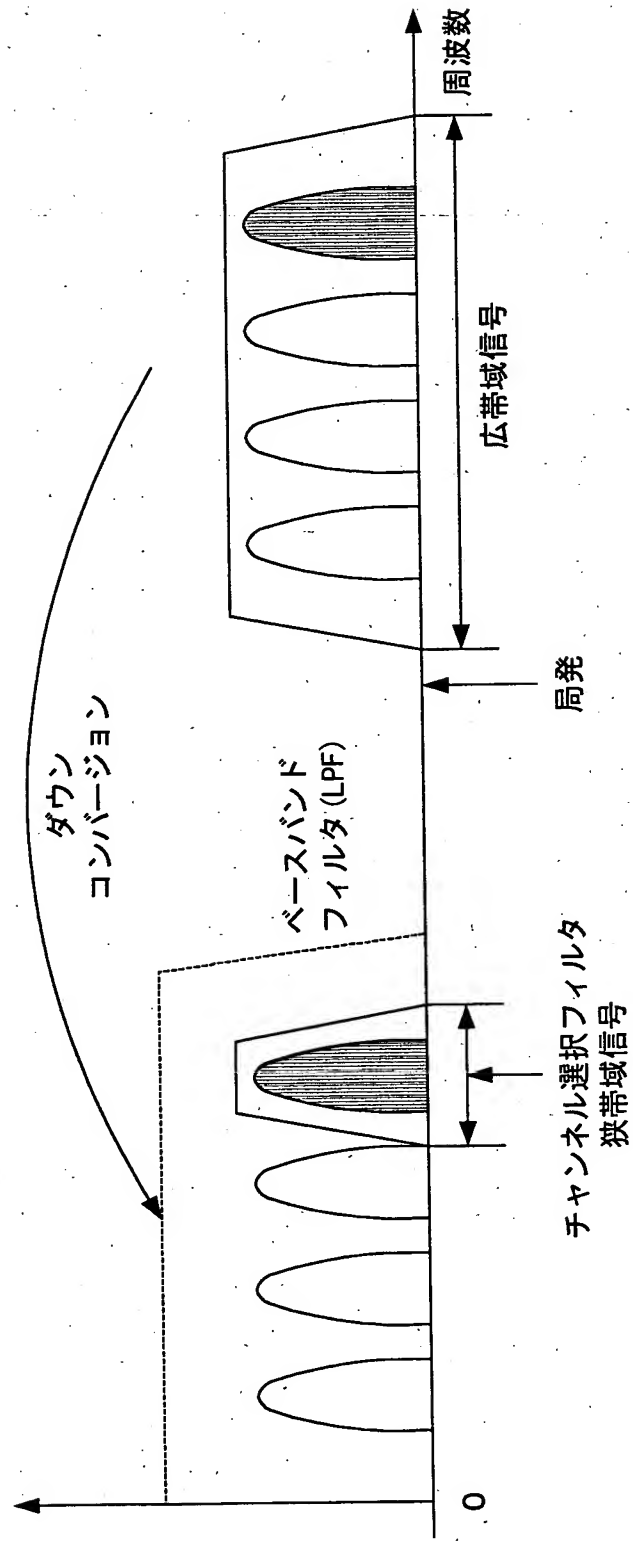
【図 13】

【図 14】



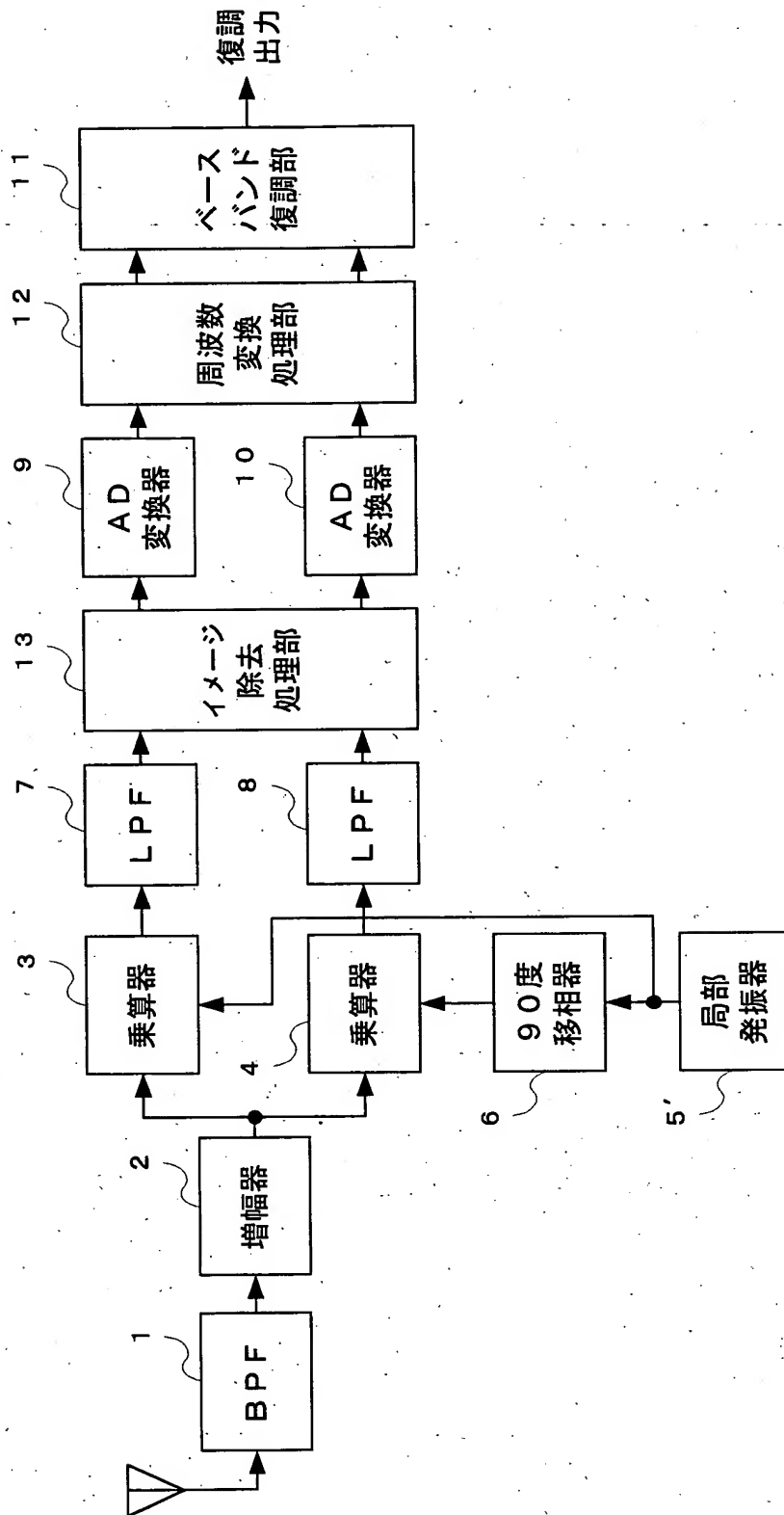
【図 14】

【図 15】



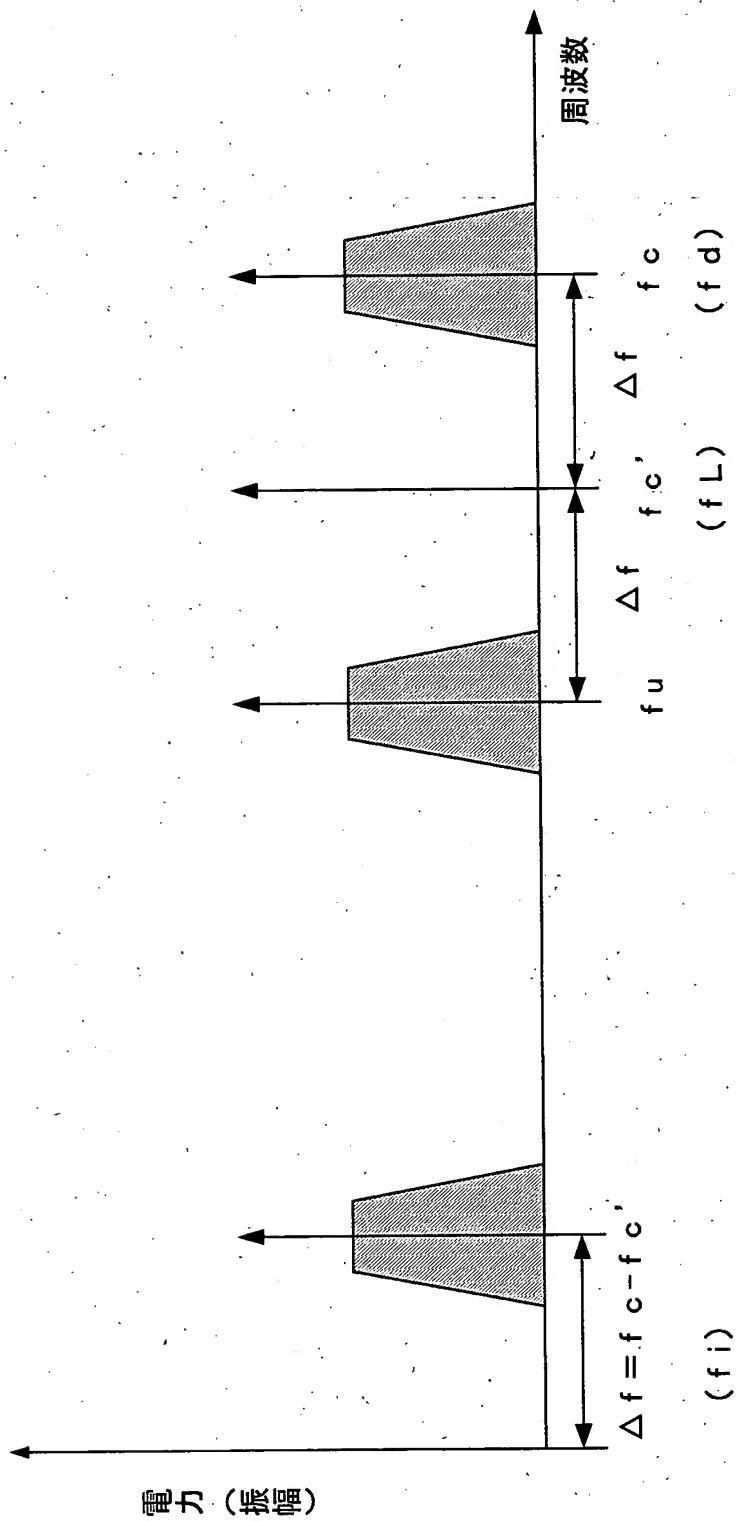
【図 15】

【図 16】



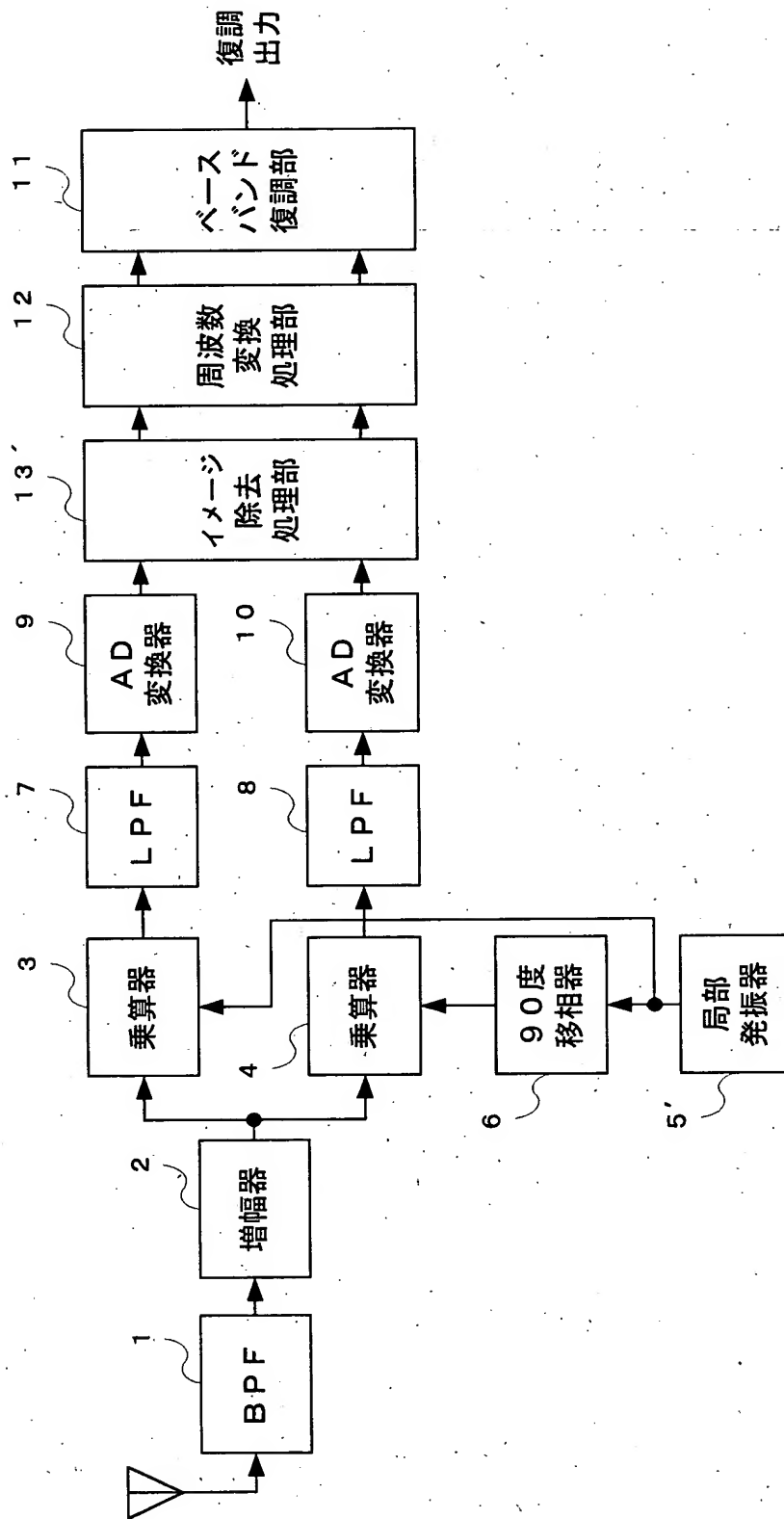
【図 16】

【図17】



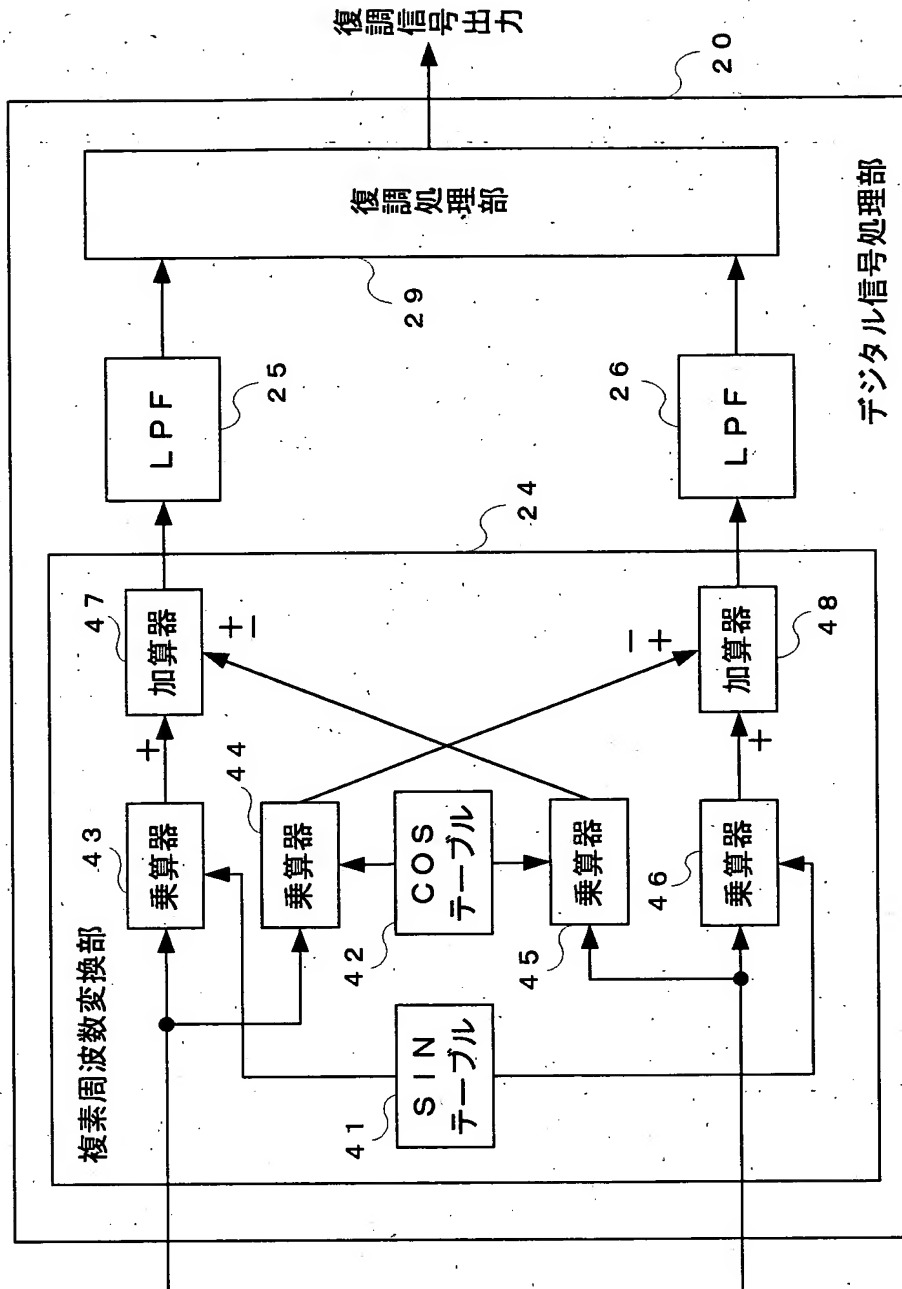
【図17】

【図18】



【図18】

【図 19】



【図 19】

【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 乗算器（ミキサ）や、 90° 移相器等のアナログ素子に起因して発生する位相誤差、振幅誤差を、デジタル信号処理により補正することにより、ハードウェアの負荷や処理の負荷を小さく抑えたまま、イメージ除去比を向上できる受信機を提供する

【解決手段】 デジタル信号処理部 20 において、位相偏差補正処理部 22 が入力される同相成分及び直交成分のデジタル信号から位相偏差を検出して補正し、振幅偏差補正処理部 21 が振幅偏差を検出して補正してから、イメージ除去部（複素周波数変換部 2.4）が受信信号に含まれるイメージ周波数信号を除去する受信機である。

【選択図】 図 2

認定・付加情報

特許出願の番号

特願2003-052654

受付番号

50300329635

書類名

特許願

担当官

第七担当上席 0096

作成日

平成15年 3月 3日

<認定情報・付加情報>

【提出日】

平成15年 2月28日

次頁無

出願人履歴情報

識別番号 [000001122]

1. 変更年月日 2001年 1月11日
[変更理由] 名称変更
住所 東京都中野区東中野三丁目14番20号
氏名 株式会社日立国際電気
2. 変更年月日 2003年 5月 6日
[変更理由] 名称変更
住所 東京都中野区東中野三丁目14番20号
氏名 株式会社日立国際電気